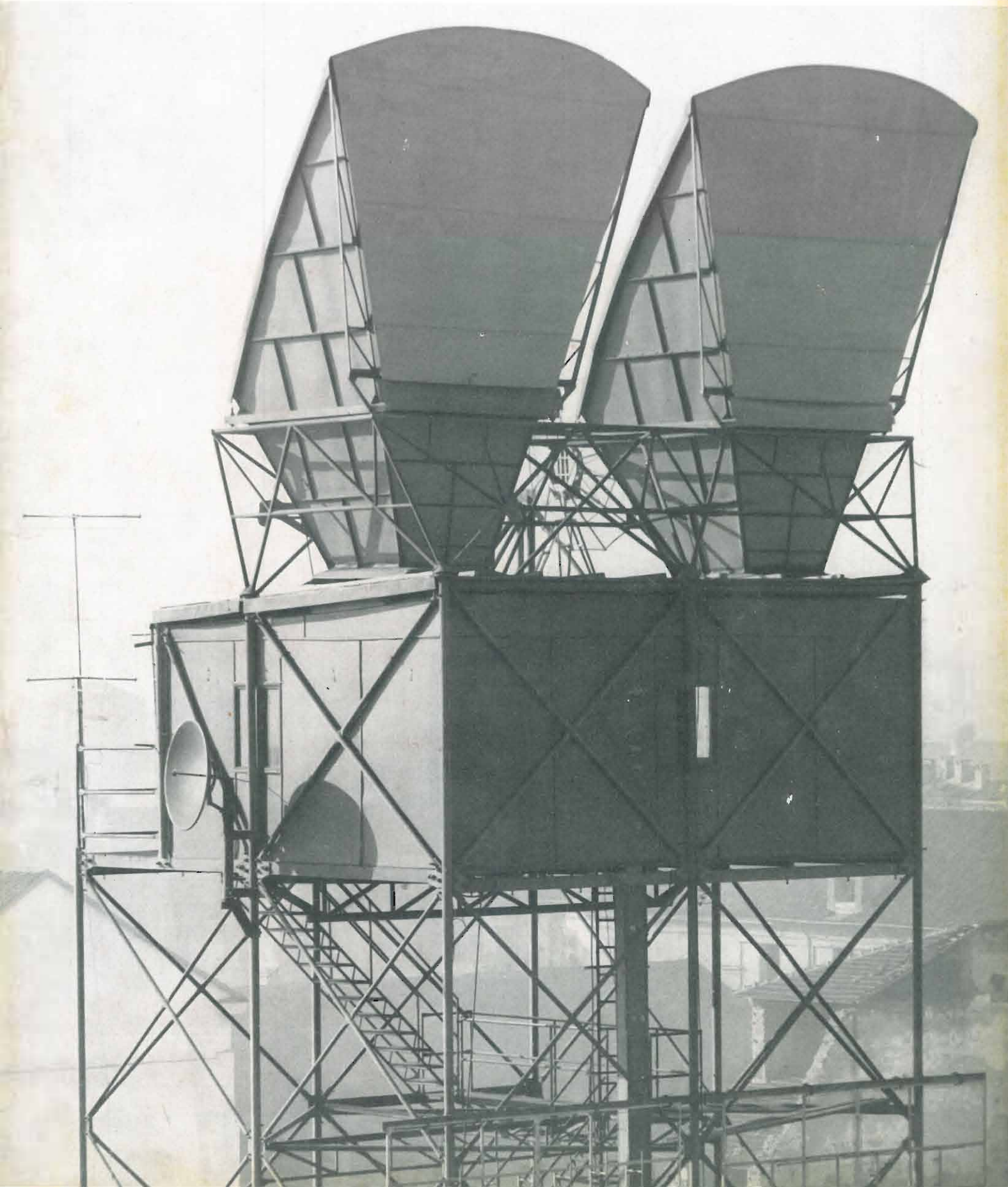
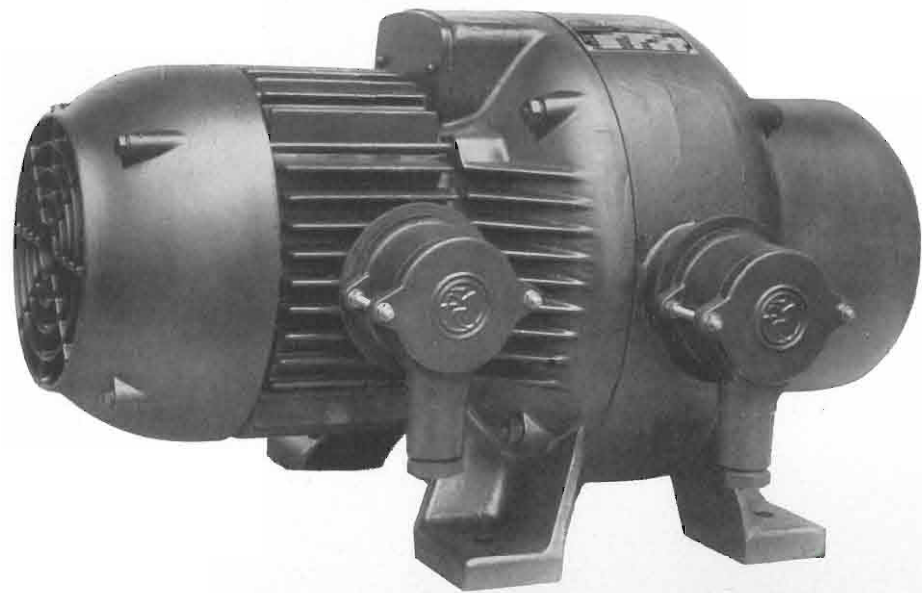
# ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO III - NOVEMBRE - DICEMBRE 1954 - NUMERO 6 - L. 300

# Marelli

MACCHINE ELETTRICHE - POMPE - VENTILATORI DI OGNI TIPO E POTENZA PER QUALSIASI APPLICAZIONE - CONDIZIONAMENTO, RAFFRESCAMENTO, REFRIGERAZIONE, RISCALDAMENTO, UMIDIFICAZIONE, VENTILAZIONE, PER USI CIVILI, INDUSTRIALI, NAVALI.

**CONVERTITORE DI FREQUENZA PER APPLICAZIONI ELETTRONICHE**

## ERCOLE MARELLI & C. S.P.A. - MILANO

**FILIALE DI TORINO: CORSO MATTEOTTI, 13**

**TELEF. 43.679 - 520.734**

STAMPATO NELLO STABILIMENTO ILTE - INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - TORINO - CORSO BRAMANTE, 20 (9181)

# Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 52.309
ROMA - VIA DEL TRITONE 201 - TEL. 61.709
NAPOLI - VIA MEDINA 61 - TEL. 23.279

**MILANO**
**PIAZZA TRENTO 8**

TELEFONI 52.051 52.053 52.052 52.020
TELEGR.: **INGBELOTTI - MILANO**

*Ci è grato informare la ns. Spett. Clientela che abbiamo ripreso l'importazione dei prodotti delle Case sottoindicate, per parecchi dei quali teniamo già largo deposito a Milano.*

Pila campione Weston

Wattmetro elettrodinamico portatile di precisione Weston

Oscillografo Du Mont

Milliamperometro Weston a coppia termoelettrica

Tester 20.000 ohm/volt Weston

## WESTON

**Strumenti di alta precisione per laboratorio** - Voltmetri, amperometri, wattmetri - Pile campione - Strumenti portatili - Voltmetri, amperometri, wattmetri normali e per basso fattore di potenza, galvanometri, microamperometri, ohmmetri, microfaradmetri - Trasformatori di corrente e di tensione per strumenti.

**Strumenti per riparatori radio e televisione** - Analizzatori ad alta sensibilità - Analizzatori elettronici - Voltmetri a valvola - Ohmmetri - Provavalvole - Strumenti da pannello e da quadro - Amperometri, voltmetri, wattmetri, microamperometri, microfaradmetri, indicatori di livello per radio e per telefonia - Derivatori e moltiplicatori.

**Cellule fotoelettriche** al selenio di vario tipo per varie applicazioni - Relé a cellula fotoelettrica - Luxmetri - Esposimetri per fotografia e cinematografia - Analizzatori fotografici - Densitometri - Integratori di luce - Dispositivi a cellula fotoelettrica per applicazioni industriali.

**Strumenti speciali** - Analizzatori industriali - Amperometri a tenaglia - Strumenti per misure di elettrolisi - Strumenti per indicazione della temperatura - Densimetri - Indicatori di umidità - Termometri da laboratorio ed industriali - Tachimetri elettrici in continua ed alternata - Strumenti per aviazione - Indicatori di temperatura, quota e direzione - Strumenti regolatori e registratori automatici di pressione e temperatura.

## GENERAL RADIO COMPANY

**Strumenti per laboratori radioelettrici** - Ponti per misure d'impedenza a basse, medie ed alte frequenze - Amplificatori - Oscillatori a bassa distorsione per alte ed altissime frequenze - Frequenzimetri - Analizzatori d'onda - Campioni primari e secondari di frequenza - Megaohmmetri - Resistenze, condensatori, induttanze campione, singole ed a cassette - Voltmetri a valvola - Misuratori d'uscita - Generatori di segnali campione.

**Elementi coassiali** per misure a frequenze ultra elevate - Linee fessurate - Rivelatori - Attenuatori - Indicatori bolometrici e voltmetrici - Indicatori di onde stazionarie e del coefficiente di riflessione - Generatori a frequenze ultra elevate.

**Strumenti per stazioni trasmittenti AM, FM e televisive** - Monitori di modulazione - Indicatori di distorsione e di rumore di fondo - Indicatori di spostamento di frequenza - Frequenzimetri - Oscillatori campione.

**Strumenti per applicazioni industriali** - Misuratori portatili del livello dei suoni - Analizzatori dei suoni - Misuratori di vibrazioni - Trasduttori piezoelettrici e dinamici - Stroboscopi per applicazioni normali e speciali - Polariscopi.

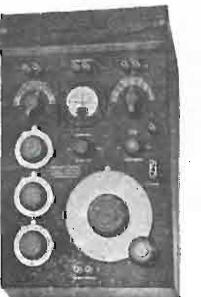
## ALLEN B. DU MONT

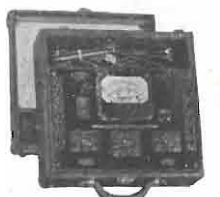
**Oscillografi per riparatori radio e televisione** - Oscillografi d'applicazione generale - Oscillografi a raggio semplice e doppio ad elevata sensibilità per alternata e continua ed ad ampia banda passante - Oscillografi per applicazioni speciali (fenomeni transienti e ricorrenti ultra-rapidi, per analisi segnali televisivi, per studi di impulsi di breve durata, per prove ad impulso ad alta tensione, per studi su apparecchiature meccaniche).

**Tubi oscillografici** a deflessione elettrostatica a persistenza lunga, media e breve con diametro di 3″ e 5″ a raggio singolo e doppio a bassi, medi ed alti potenziali post-accelerativi, per oscillografi.

**Macchine fotografiche e cinematografiche** per oscillografi - Macchine speciali per fenomeni ultra-rapidi e per stampa immediata - Commutatori elettronici - Calibratori di tensione per oscillografi - Scale calibrate - Filtri cromatici - Schermi magnetici - Sonde per alta frequenza - Lenti per proiezione - Accessori.

LABORATORIO DI RIPARAZIONI E TARATURE

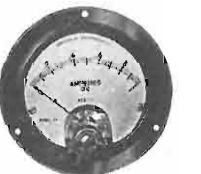
Voltmetro Weston di precisione

Ponte RCL General Radio

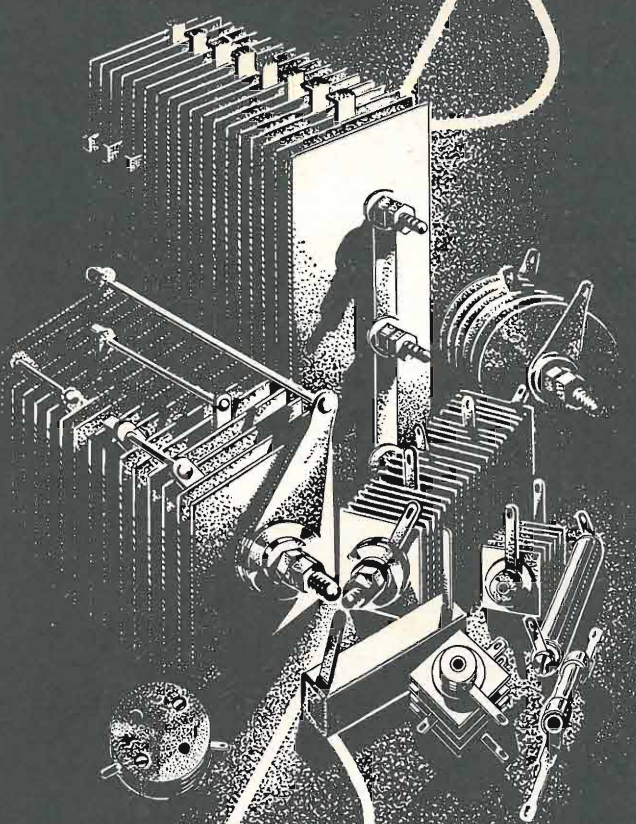
Macchina cinematografica Du Mont per oscillografi

Prova circuiti Weston

Amperometro Weston

Voltmetro a valvola General Radio

Analizzatore elettronico Weston

Generatore segnali campione General Radio

Galvanometro Weston

Variatori di tensione «Variac» (Licenza General Radio)

# AESSE

APPARECCHI E STRUMENTI SCIENTIFICI ED ELETTRICI

VIA RUGABELLA, 9 - **MILANO** - TEL. 891.896 - 896.334
Ind. Telegraf. AESSE - Milano

## APPARECCHIATURE PER TV E UHF

### RIBET & DESJARDINS - Parigi

Vobulatore: 2 ÷ 300 MHz
Oscillografo: 2 Hz ÷ 10 MHz

### FERISOL - Parigi

Generatore: 8 ÷ 220 MHz
Generatore: 5 ÷ 400 MHz
Voltmetro a valvole: 0 - 1000 MHz
0 - 30000 V c.c.

### S.I.D.E.R. - Parigi

Generatore d'immagini con quarzo pilota alta definizione

### KLEMT - Olching (Germania)

Generatore di monoscopio
Vobulatore-Oscillografo con generatore di barre
Apparecchiatura portatile per controllo televisori
Q-metri
Voltmetri a valvole

### FUNKE - Adenau (Germania)

Misuratori di campo relativo per installazione antenne
Provavalvole

### KURTIS - Milano

Stabilizzatori di tensione a ferro saturo ed elettronici

# MAGNETI MARELLI

* **Trasmettitori per radio diffusione a onde corte e medie, di qualsiasi tipo e potenza.**
* **Trasmettitori per televisione.**
* **Ponti televisivi a microonde.**
* **Apparati radio navali.**
* **Complessi ricetrasmittenti per aviazione sia per aerei che per aeroporti.**
* **Complessi ricetrasmittenti a modulazione di frequenza per ponti radio semplici e pluricanali (60 - 120 - 480 - 960 canali).**
* **Complessi ricetrasmittenti a modulazione di impulsi per ponti radio (4 - 8 - 12 - 24 canali).**
* **Apparati ricetrasmittenti campali per forze Armate.**
* **Ricevitori Professionali.**
* **Impianti di diffusione sonora.**
* **Radioricevitori domestici.**
* **Ricevitori per televisione.**

**FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - MILANO**

# ELETTRONICA

*Televisione Italiana*


NOVEMBRE
DICEMBRE 1954

DA PAGINA 241
A PAGINA 288

RIVISTA BIMESTRALE

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

*Concessionaria esclusiva della pubblicità:*
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816


## *Sommario:*



Antenne a tromba con riflettore parabolico installato nel terminale di Torino del ponte radio: Torino-Trivero-Milano-Monte Penice. Tale ponte radio, descritto nel presente fascicolo, funziona su frequenze intorno a 900 MHz, ed effettua il collegamento bilaterale per la trasmissione dei programmi televisivi fra le suddette località.


## EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA„ COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800

ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO

REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

# IL PONTE RADIO DI TELEVISIONE MILANO-TORINO [*]

DOTT. PROF. FRANCESCO VECCHIACCHI

*SOMMARIO - Viene descritto negli aspetti e caratteristiche principali, il ponte radio bilaterale di televisione a microonde Torino-Trivero-Milano-Penice attualmente in regolare servizio presso la Rai. Caratteristiche principali del collegamento sono: frequenze intorno ai 900 MHz; impiego di due sole onde con antenne direttive del tipo a tromba e riflettore parabolico, con guadagno di oltre 28 dB; piena visibilità lungo ciascuna tratta; modulazione in frequenza con indice unitario; ripetizione nelle stazioni intermedie senza rimodulazione ma a semplice conversione e di frequenza con amplificazione prevalentemente ottenuta intorno alla frequenza di 70 MHz. Concepito in realtà per applicazione su percorsi anche più importanti, e dotato della possibilità di trasmettere, in luogo di un segnale di televisione, anche una molteplicità di segnali telefonici trasposti in frequenza, il ponte presenta eccellenti caratteristiche di trasmissione dell'immagine dai vari punti di vista della linearità del dettaglio, dei disturbi.*

*Attuato con ampi margini, esso offre altresì sicurezza e stabilità di funzionamento in alto grado.*

## 1. Possibilità e caratteristiche del sistema adottato.

Più di uno sono i sistemi secondo i quali può essere attuato un ponte radio a larga banda, quando esso si proponga la sola trasmissione di un segnale di televisione e copra percorsi non troppo lunghi. Ma questi diversi sistemi (che si distinguono per il tipo di modulazione, per il procedimento di ripetizione, ed altro) si riducono, si può dire necessariamente, ad uno, nel caso in cui insieme con il segnale video si desideri potere, in alternativa, trasmettere anche il segnale costituito da una molteplicità di canali telefonici trasposti in frequenza, od anche quando il percorso da coprire con il ponte sia lungo (non piccolo perciò il numero dei relè) ed un'alta perfezione nel risultato sia desiderata.

Il ponte di televisione bilaterale Torino-Trivero-Milano-Penice, recentemente attuato dalla Fabbrica Italiana Magneti Marelli ed attualmente in regolare servizio per la Rai [1], appartiene a questa categoria. Esso infatti, anche se attualmente di impiego limitato alla televisione, è stato progettato ed è capace anche di trasmissione telefonica con più centinaia di canali, e, anche se esso è caratterizzato da un percorso di media lunghezza, sistemi di apparecchi simili, previsti per applicazioni più estese, sarebbero capaci di prestarsi a trasmissioni senza degradazione avvertibile di un segnale di televisione ad esempio dall'uno all'altro capo della penisola.

Giova pertanto anzitutto richiamare brevemente le caratteristiche fondamentali del sistema; esse sono:

1) il tipo di modulazione ed il sistema di ripetizione sono stati scelti in modo da poter conseguire, anche nel caso di molti relè, un'altissima linearità; ciò vuol dire, allo stato attuale della tecnica, che la modulazione è di frequenza e che la ripetizione nei relè ha luogo senza rivelazione e rimodulazione, bensì comporta, oltre all'amplificazione, solamente pura conversione di frequenza;

2) le lunghezze d'onda impiegate appartengono al campo delle microonde, ciascuna delle tratte in cui il percorso è suddiviso mediante le stazioni relè soddisfa, con buon margine, la condizione di visibilità, le antenne sono fortemente direttive.

Dei diversi vantaggi che in linea generale la modulazione di frequenza presenta in confronto con la modulazione di ampiezza, resta anzitutto valorizzato quello dall'alta linearità nella trasmissione del segnale (la quale non è pregiudicata dalla mancanza di linearità di ampiezza del circuito di trasmissione), quindi quello della costanza pressochè assoluta dell'equivalente, il livello del segnale in arrivo restando tra l'altro sottratto all'effetto delle fluttuazioni di propagazione. Sotto quest'ultimo aspetto, grazie alle microonde, il collegamento radio con modulazione di frequenza risulta in principio oggi addirittura superiore a quello con cavo dove le variazioni di conduttività del rame con la temperatura od altro, condurrebbero presto a risultati inaccettabili se non si provvedesse all'attuazione di dispositivi di regolazione automatica.

Non si trae invece praticamente partito da un'altro possibile vantaggio della modulazione di frequenza, assai netto ad esempio nel campo della radio diffusione fonica ad onde ultracorte: quello di una forte riduzione della potenza in emissione richiesta a parità di livello ammesso per i disturbi in ricezione, rispetto al caso di modulazione di ampiezza. Tale vantaggio è legato al fatto che l'indice della modulazione di frequenza sia alto; un indice alto porta d'altronde ad un forte allargamento della banda di frequenza occupata dall'onda in confronto a quella presentata dal segnale modulante, e tale allargamento non è consentito nel nostro caso di segnale modulante già a larghissima banda come quello di televisione, anzitutto per ragioni di ingombro nella gamma di frequenza disponibile; quindi per difficoltà nell'attuazione dei circuiti amplificatori.

Circa l'ingombro di frequenza di un collegamento radio bilaterale osserveremo come ciascuna onda portante comporti un intervallo che, nel caso di frequenza video massima di 5 MHz e di modulazione con indice unitario al quale ci riferiremo, può essere grosso modo valutato a 40 MHz, di cui 20 all'incirca competenti alla banda di modulazione, e 20 rappresentanti un margine per il raggiungimento del necessario filtraggio ai fini dell'eliminazione delle interferenze compatibilmente con la conservazione di un'ottima caratteristica di trasmissione in fase entro la banda passante.

(*) Conferenza tenuta a Roma presso AEI e CNR il 17 dicembre 1953.

(1) Il collegamento in oggetto ne rimpiazza uno provvisorio, anch'esso attuato dalla F.I.M.M, funzionante in servizio regolare sulle stesse frequenze e con lo stesso sistema, a partire dall'aprile 1952, per il solo senso Torino-Milano.



Con l'ortodosso sistema di 4 onde convenientemente ruotate ad ogni ripetizione, sistema che consente in ciascun relè di risolvere facilmente il problema delle interferenze giacchè le onde alle quattro antenne (le due riceventi e le due trasmittenti) sono tutte diverse fra loro, si arriverebbe a un intervallo totale di $40 \cdot 4 = 160$ MHz, e ciò per un segnale video di 5 MHz. Ma le moderne antenne direttive di alta classe, quali, non tanto le paraboliche quanto le antenne a tromba con lente, o quelle a tromba con riflettore parabolico, che, essendo praticamente prive di lobi secondari assicurano altissime attenuazioni «lato a lato» e «dorso a dorso» (più di 100 dB), permettono di attuare senza inconvenienti il sistema a due sole onde, avente un ingombro di frequenza metà. Nel nostro caso le due onde portanti saranno quindi distanziate di 40 MHz tra loro.

Circa i valori delle lunghezze d'onda, quali onde adottare, sempre ben inteso restando nel campo delle microonde?

Onde più corte vuol dire come ben noto:

1) maggiore direttività delle antenne con i vari vantaggi strettamente connessi;

2) maggiore guadagno, cioè minore attenuazione nel caso di propagazione in spazio libero.

Onde più lunghe vuol dire:

1) maggiore capacità di potenza dei tubi elettronici;

2) antenne ed apparati, più semplici, stabili, economici;

3) ridotte fluttuazioni di propagazione.

Come già rimarcato dallo scrivente altrove, ove siano disponibili e libere da altri servizi le bande richieste, in genere converrà attenersi alle onde più lunghe. Il ponte Milano-Torino funziona su frequenze dell'ordine di 1000 MHz, così il Parigi-Lilla della Thomson Houston; invece il ponte «Freda» tedesco (tra Amburgo e Colonia) a 9 relè, su 2000 MHz; infine il TD2 Americano funziona su 4000 MHz, frequenza che sola poteva consentire le 6 bande richieste.

Fig. B — Ricevitore nel suo mobile (affiancate le due unità, normale e di riserva).

Fig. A — Stazione terminale di Milano: vista frontale delle due antenne verso Trivero.

## 2. Suddivisione del ponte nelle sue unità. Unità di riserva.

Venendo ora al nostro ponte è importante aggiungere ancora qualche notizia integrativa, a quelle già date, che ne precisi l'effettivo sistema.

Le antenne sono del tipo a tromba con riflettore parabolico; si tratta di un tipo assai moderno studiato dai Laboratori Bell System, e, dal punto di vista della larga banda, uniformità di trasmissione e pratica mancanza di lobi secondari, superiore alla stessa antenna a tromba con lente. Il leggero inconveniente che essa presenta, di ingombro maggiore, non è sentito nel nostro caso.

Collegamento «radio» ed apparecchiature terminali modulatrici e rivelatrici, queste ultime collocate nello studio di televisione, costituiscono due complessi distinti.

Quale «segnale» da immettere all'entrata del collegamento radio al suo estremo trasmittente, e da raccogliere dal collegamento radio stesso al suo estremo ricevente, è considerato, non il segnale video, cui è assegnata la banda da 0 a 6 MHz, bensì il segnale costituito da un'onda modulata di frequenza con tale segnale entro un intervallo largo 12 MHz (indice di

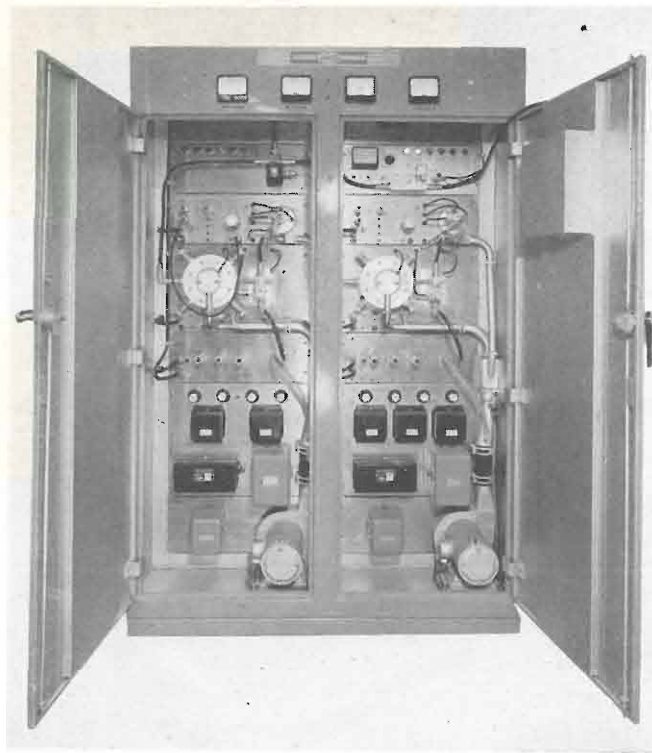



Fig. C — Trasmettitore nel suo mobile (affiancate le due unità, normale e di riserva).

modulazione 1) intorno ad una frequenza centrale (portante) di 70 MHz.

Compito delle apparecchiature terminali di studio è di effettuare i passaggi da questo particolare segnale al segnale video e viceversa.

Le apparecchiature di studio sono collegate agli estremi del collegamento radio, da linee che possono essere anche lunghe; nel caso di lunghezze notevoli, uno o più tubi amplificatori inseriti lungo la linea stessa ne abbasseranno convenientemente l'attenuazione.

La frequenza di 70 MHz è altresì (ciò è assai importante) la frequenza centrale che l'onda presenta nei ripetitori dopo la conversione in discesa all'arrivo, e prima della conversione in salita che precede la trasmissione. È su 70 MHz che ha luogo il grosso dell'amplificazione che il ripetitore esercita.

Il ripetitore è diviso in due unità, una n. 1 alla cui entrata è applicata l'onda fornita dall'antenna ricevente, e tale unità viene detta «ricevitore»; l'altra, n. 2, detta «trasmettitore», fornisce l'onda all'antenna trasmittente. L'uscita del «ricevitore» fornisce un'onda con frequenza portante di 70 MHz, di media potenza, la quale è il risultato di un'amplificazione considerevole ma non completa; l'amplificazione stessa viene ultimata nell'unità «trasmettitore». Una linea collega le due unità di cui la prima verrà disposta in prossimità dell'antenna ricevente e la seconda in prossimità dell'antenna trasmittente. In questa linea, che come detto può essere anche molto lunga, e che quindi consente anche di operare, quando se ne verifichi la convenienza, con antenne riceventi e trasmittenti anche assai lontane tra loro, il segnale ha quindi la stessa frequenza, oltre che la stessa forma, che nella linea che collega gli estremi ricevente e trasmittente del collegamento radio con lo studio.

Ultima conseguenza del sistema, e della suddivisione del ripetitore in due unità, è quella che nelle stazioni terminali del ponte radio, tra il segnale a 70 MHz di moderato livello proveniente dallo studio, e l'antenna trasmittente, è disposto un «trasmettitore» identico all'unità n. 2 del ripetitore; e che tra l'antenna ricevente e lo studio è interposto un «ricevitore» identico all'unità n. 1 del ripetitore. Si è così arrivati ad una maggiore normalizzazione delle costruzioni. I vantaggi di flessibilità e di comodità di manovra che il sistema esposto presenta, appaiono evidenti.

È da aggiungere quanto segue:

Il ponte radio ha ovunque apparati di riserva che possono, in un tempo dell'ordine del secondo, essere commutati con quelli in uso normale, nel caso di guasti. Ciò vale, sia per il collegamento radio propriamente detto, sia per le apparecchiature terminali di modulazione e rivelazione disposti nello studio. Tutte le commutazioni sono centralizzate in un «banco di comando» dove il regolare andamento del collegamento può essere continuamente controllato, banco che, nelle stazioni terminali di Milano e Torino, è disposto nello studio. Da tale banco viene effettuata in particolare la commutazione a distanza degli apparati radio terminali sulle antenne.

Nella stazione intermedia di Trivero l'energia elettrica, normalmente prelevata dalla rete, viene tuttavia prontamente fornita da un generatore locale, nel caso di interruzione alla rete stessa.

Il sistema è precisamente il seguente: generatore di energia di riserva è un elettrogeno pronto ad entrare in funzione automaticamente. Intermediaria tra apparati e le due fonti di energia di corrente alternata, l'esterna e la locale, è una batteria di accumulatori funzionante in tampone, sulla rete o sull'elettrogeno, normalmente beninteso sulla rete.

Fig. D — Studio di televisione di Milano: mobile contenente modulatori e rivelatori, e banco di comando.



Si hanno tre batterie, l'una di 480 V, con presa intermedia a 240, prevista per l'alimentazione anodica, l'altra di 8 V per l'accensione, ed un'altra infine di 24 V per i servizi ausiliari quali ventilatori, telecomandi, ecc. Tali batterie, di notevole capacità, possono per qualche ora erogare energia agli apparati sì da far fronte anche al caso di mancato funzionamento dell'elettrogeno. In vista di questa eventualità la batteria anodica ha un certo numero di elementi ausiliari da aggiungere per far fronte alla caduta di tensione durante la scarica, mentre la batteria di accensione, che ha già di per sè un margine, alimenta gli apparati attraverso un resistore producente una caduta di tensione variabile, automaticamente regolata mediante apposito dispositivo. Così si può dire che nella stazione è estremamente improbabile una interruzione dovuta a difetto di energia.

Nelle stazioni di Torino e Milano invece nessun particolare dispositivo di alimentazione di riserva apposito per il ponte radio è stato previsto in quanto tali stazioni hanno già un sistema di elettrogeni locali che si sostituiscono alla rete nel caso di difetto di questa, elettrogeni cui è affidato anche il regolare funzionamento dello studio.

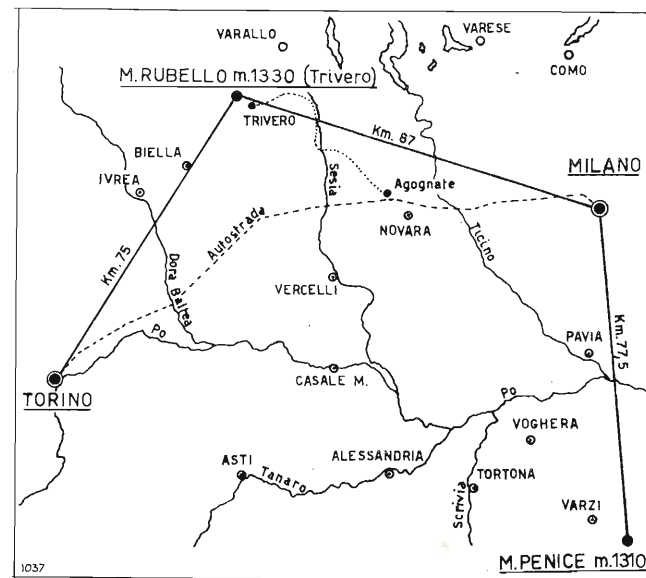



Fig. 1. — Percorso del ponte di televisione Torino-Milano-Penice.

### 3. Tracciato del ponte e scelta delle frequenze di lavoro.

Ma è tempo di esaminare il nostro stro ponte radio più da vicino nella sua effettiva costituzione. La figura 1 mostra il percorso del ponte radio il quale, detto brevemente ponte «Milano-Torino», in realtà si estende da Torino sino a M. Penice come il grafico mostra; da Milano a Penice il collegamento è però attualmente unilaterale (*). Sul grafico sono riportati alcuni dati, come le altezze delle località di Trivero e di Penice e le loro distanze da Torino e da Milano.

La successiva figura 2 riporta i profili altimetrici lungo le tre tratte di cui il ponte si compone. Si può osservare come la condizione di visi-

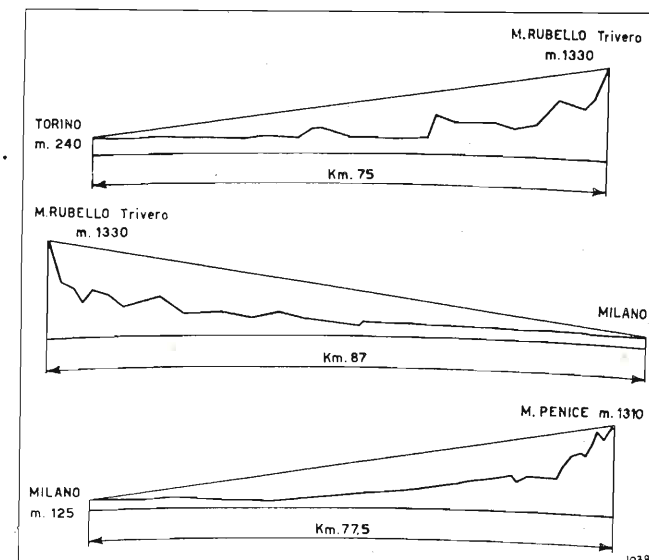



Fig. 2. — Profili altimetrici Torino-Trivero-Milano-Penice.

bilità sia ampiamente soddisfatta ovunque. Su una di queste tratte del ponte radio furono effettuate già un paio di anni fa prove di propagazione sull'onda di 1000 MHz allo scopo di una valutazione della potenza richiesta nel collegamento. Il risultato di un giorno di queste registrazioni è mostrato nella figura 3, la quale rivela una situazione ottima, caratterizzata da fluttuazioni minime e da una attenuazione media praticamente coincidente con quella che si avrebbe nel caso di spazio libero. La stessa figura riporta altresì i grafici che dànno nelle ordinate il livello minimo del campo in ricezione (livello relativo al livello medio) verificatosi nella percentuale del tempo totale di trasmissione indicata nelle ascisse.

Il grafico di figura 4 mostra esattamente la distribuzione delle frequenze e per meglio dire le due bande di frequenza ingombrate dal collegamento. Agli effetti pratici, in vista dell'aggiunta di collegamenti adiacenti, si deve naturalmente considerare, come già detto, quale intervallo ingombrato anche quello intermedio fra i due, cioè l'intervallo tra le due frequenze 910 e 930, ed anche i due semiintervalli laterali compresi fra 880-890 e 950-960. In tutto si arriva così a quegli 80 MHz di cui abbiamo già parlato.

È da considerare come nella stazione ripetitrice di Trivero, punto più delicato per eventuali interfe-

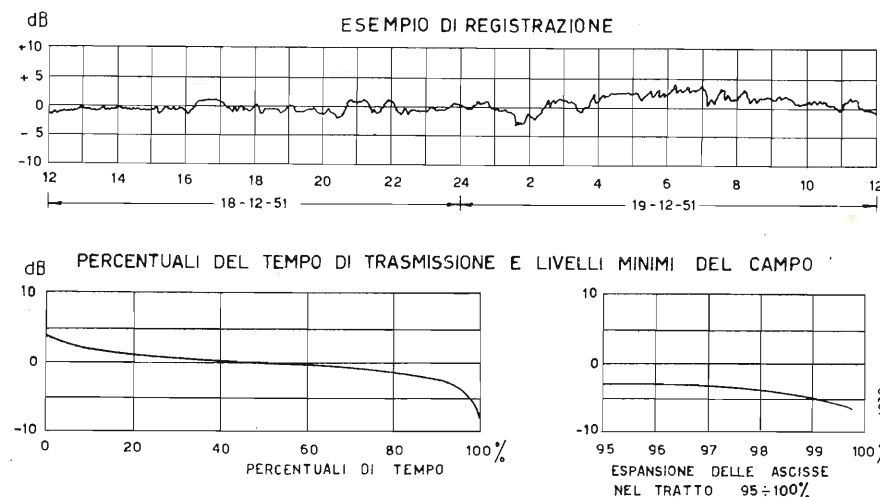



Fig. 3. — Esempio di registrazioni di propagazione a 1000 MHz fra Trivero e Torino.

(*) Al momento della pubblicazione anche questo collegamento è stato reso bilaterale.

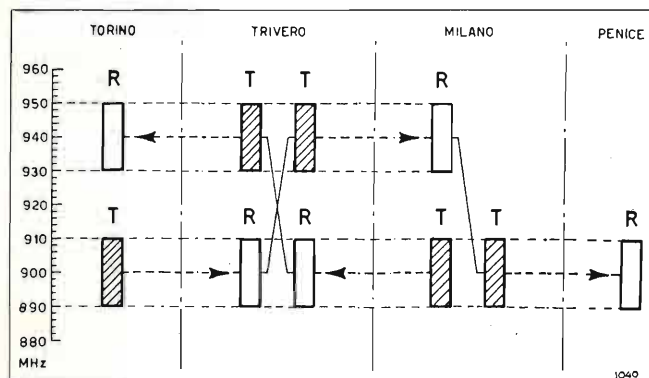



Fig. 4. — Banda di frequenza impegnata dal ponte nelle varie stazioni.

renze e perturbazioni che si potrebbero verificare ove le antenne non fossero molto direttive o presentassero lobi secondari, la stessa onda corrisponda alle due ricezioni da Torino e da Milano e l'altra onda alle due trasmissioni. In questo modo il potenziale pericolo di disturbi è fortemente ridotto rispetto a quanto accadrebbe ad esempio se la stessa lunghezza d'onda risultasse usata per un ricevitore e per un trasmettitore giacchè in tale caso quest'ultimo, avente segnale di livello assai più forte, potrebbe facilmente disturbare il primo.

Poichè l'antenna costituisce un elemento molto importante in un collegamento come l'attuale e cioè un collegamento bilaterale nel quale sono impiegate due sole onde, giova subito dare uno sguardo al tipo di antenna da noi usato e che come già detto è l'antenna a tromba con riflettore parabolico. La figura 5 ne dà uno schizzo prospettico. Essa ha una superficie effettiva della bocca di oltre 10 m², presenta un guadagno superiore a 28 dB e fornisce un fascio con angolo di 6° all'incirca. La guida d'onda, costituente la parte inferiore dell'antenna stessa, è disposta internamente all'edificio nel locale degli apparati che restano pertanto collegati attraverso linee brevissime.

Dopo le antenne la nostra attenzione logicamente dovrà anzitutto andare al ripetitore. Evidentemente

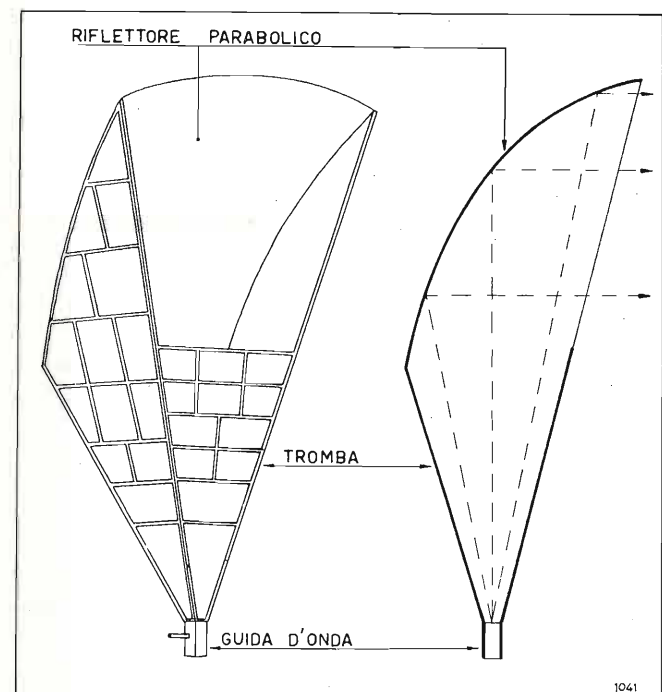



Fig. 5. — Schizzo prospettico e sezione schematica dell'antenna a tromba

di una conversione di frequenza c'è bisogno in quanto la frequenza di riemissione si differenzia di 40 MHz da quella di ricezione, ma c'è bisogno di una conversione di frequenza esercitata nel senso di un forte abbassamento della frequenza radio anche allo scopo di poter svolgere più facilmente ed in maniera più perfetta il grosso dell'amplificazione del segnale. In tutte le soluzioni oggi note, questo abbassamento porta la frequenza a valori dell'ordine di grandezza dei 100 MHz; nel nostro caso 70; più precisamente, poichè abbiamo una banda di 20 MHz, l'intervallo occupato va da 60 a 80 MHz.

Nel ripetitore avranno quindi luogo almeno due conversioni di frequenza: la prima conduce la frequenza radio ad una frequenza portante intermedia di 70 MHz, sulla quale ha luogo l'amplificazione che riporta il segnale ad un livello assai alto, molto vicino a quello richiesto dall'antenna trasmittente. La seconda conversione riconduce il segnale ad una frequenza che è dello stesso ordine di quella in arrivo ma da essa distanziata di 40 MHz in un senso o nell'altro.

Abbiamo già detto come il ripetitore sia stato suddiviso in due unità dette l'una ricevitore e l'altra trasmettitore, ma sia ben inteso che non si tratta di ricevitori e trasmettitori nel senso ordinario. In realtà ricevitore e trasmettitore vanno considerati l'uno a seguito dell'altro come un unico circuito che appunto forma il ripetitore. È detta « ricevitore » la prima parte di tale complesso che arriva sino ad un segnale di 70 MHz del livello di pochi milliwatt, « trasmettitore » invece la parte restante dove il segnale, da pochi mW su 70 MHz, viene ancora amplificato su questa frequenza sino a raggiungere il più alto livello di circa 1 watt, quindi riportato in alta frequenza mediante conversione.

## 4. Ricevitore.

Passeremo ora ad esaminare, in uno schema a blocchi (fig. 6) questa prima parte del ripetitore chiamata ricevitore; le frequenze riportate in tale figura si riferiscono alla stazione di Trivero.

Iniziando l'esame da sinistra cioè dall'antenna ricevente, troviamo anzitutto un filtro di ingresso. Si tratta precisamente di un filtro passabanda avente lo scopo di lasciare passare bene la banda modulata che costituisce il segnale in arrivo e di attenuare convenientemente eventuali segnali interferenti presenti nelle bande adiacenti. L'uscita del filtro va ad un convertitore avente lo scopo di abbassare la frequenza portante dal valore di 900 MHz a quello di 70 MHz. Questo convertitore è composto propriamente da un mescolatore e da un generatore locale avente pertanto frequenza di 70 MHz diversa da

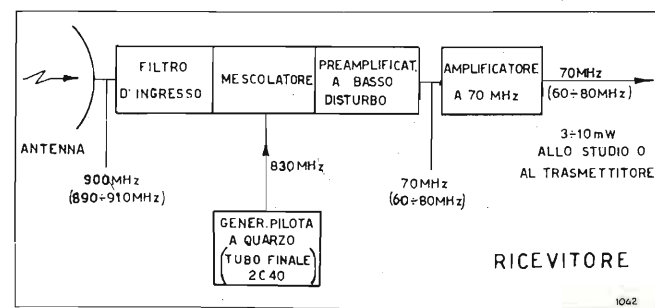



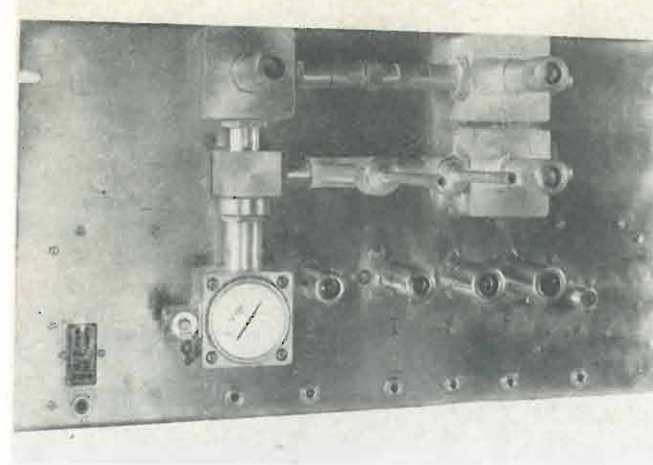
Fig 6. — Ripetitore: schema a blocchi del ricevitore.



Fig. E — Particolare del ricevitore: filtro d'entrata.

quella in arrivo, nel caso attuale la frequenza di 830 MHz. L'uscita del convertitore a 70 MHz viene sottoposta all'amplificazione che, come detto, resta completata nell'altra sezione chiamata trasmettitore.

Per quanto riguarda l'amplificazione effettuata nell'unità ricevitore, la figura mostra due blocchi separati. Un primo blocco, denominato amplificatore a basso disturbo, è distinto dall'altro in quanto inteso a fornire un'amplificazione, sia pure moderata, ma con la minima aggiunta possibile di disturbo elettronico, ed a presentare una impedenza di uscita adatta alla linea coassiale di collegamento con l'amplificatore principale. Il circuito comprende due triodi 6J4 con griglia a massa, il cui guadagno complessivo è di circa 15 dB, e due pentodi E83F; la « fattore di rumore » non supera i 13 dB.

La figura 7 mostra il filtro di ingresso ed insieme anche il convertitore. Si tratta, come il disegno mostra, di un filtro a cavità coassiale di cui la figura riporta anche lo schema equivalente a costanti concentrate.

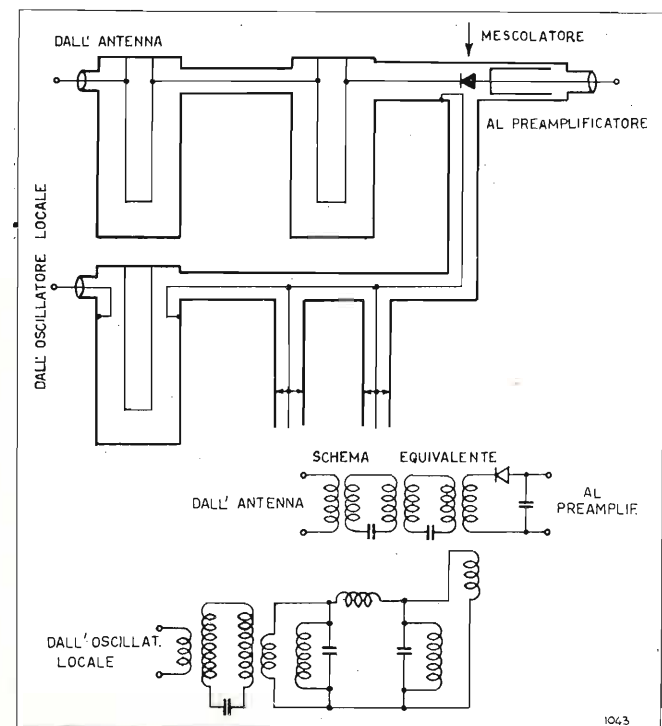



Fig 7. — Ricevitore: filtro di ingresso e convertitore.

L'organo mescolatore è costituito da un cristallo 1N21B. L'uscita del mescolatore va all'entrata del preamplificatore a basso disturbo, ad esso segue l'amplificatore propriamente detto avente lo scopo di riportare il segnale a un livello dell'ordine di qualche milli-watt.

È ben noto che nell'amplificazione di banda il guadagno conseguibile in ogni singolo stadio è tanto più piccolo quanto più la banda è larga. Pur cercando di usare tubi particolarmente efficienti ne segue che nel caso di un segnale a così larga banda come quello di televisione, il guadagno per stadio è limitato e quindi il raggiungimento di un guadagno complessivo rilevante richiede molti stadi. Il circuito dell'amplificatore ne comporta 10 (dopo i 4 del « preamplificatore ») di cui per maggiore chiarezza solo 4 disegnati nella figura 8.

Il filtro di accoppiamento intervalvolare a banda passante appare costituito in tale circuito da due risonatori accoppiati mediante un « T » di induttanze, quadripolo del tutto equivalente al complesso di due risonatori accoppiati a « trasformatore », come indica la figura 9. La ragione per cui si è ricorso all'accoppiamento a T invece a quello a trasformatore, è di ordine pratico, perchè, nel caso attuale, richiedendosi una banda molto larga, soprattutto larga in senso relativo (si tratta infatti di una banda maggiore di $2 \times 10$ MHz intorno ad una frequenza centrale di appena 70) si devono usare bassi valori del coefficiente di risonanza del risonatore e naturalmente valori alti del coefficiente di accoppiamento quali non è agevole raggiungere in un trasformatore ad aria. Si può osservare che questo sistema di accoppiamento è sostanzialmente lo stesso usato anche nel circuito del preamplificatore a basso disturbo.

Si deve altresì aggiungere che sull'amplificatore di media frequenza agisce un controllo automatico di amplificazione avente lo scopo di abbassare automaticamente il guadagno via via che ce n'è bisogno per l'aumentare di ampiezza del segnale di entrata. È in seguito alla presenza di questo controllo che, come indicato, il livello del segnale di uscita resta compreso nel limitato intervallo di 10 dB tra 3,5 e 11 mW, anche se le variazioni di livello del segnale entrante abbracciano intervalli assai più importanti (30 dB). In effetti poi, come d'altra parte risulta anche dall'esempio di propagazione mostrato, le fluttuazioni nel livello del segnale di arrivo sono assai moderate.

## 5. Trasmettitore.

E passiamo ora all'unità « trasmettitore » che come detto non è altro che il seguito dell'unità testè considerata, ed il cui schema a blocchi è dato dalla figura 10. L'esame di questo schema a blocchi ci mostra, a partire da sinistra, ancora un amplificatore a 70 MHz che viene chiamato « amplificatore di potenza », il quale riceve alla sua entrata il segnale costituito dall'oscillazione a 70 MHz modulata in frequenza, di moderato livello, e fornisce all'uscita un segnale analogo della potenza di circa 1 watt. A questo livello il segnale viene convertito in frequenza nel senso di un innalzamento e così riportato ad una frequenza dello stesso ordine di grandezza di quella presente nell'antenna ricevente, e di 40 MHz diversa. Nel caso particolare considerato si deve raggiungere la frequenza di 940 MHz.

L'amplificatore di potenza a 70 MHz viene quindi seguìto da un convertitore di potenza nel quale il me-

scolatore è costituito da un tubo 2C39A ed il generatore locale, pure di potenza, da un tubo finale 4X150A. pilotato a quarzo. Il complesso di questi due blocchi forma quello che chiamiamo convertitore. Poichè il mescolatore non è più un cristallo, ma un tubo amplificatore, si ha anche una leggera amplificazione.

Il livello della portante in alta frequenza fornito dal convertitore è dell'ordine di 2 watt, uno stadio finale di amplificazione in radio frequenza lo eleva quindi al valore di circa 5-6 watt prima della immissione all'antenna.

Passeremo ora ad esaminare più in dettaglio le singole parti di tale trasmettitore.

La figura 11 mostra l'amplificatore di media frequenza di potenza. Esso in tutto comprende 5 tubi elettronici di cui solo tre effettivamente disegnati in figura; il sistema di accoppiamento intervalvolare è sempre quello a « T » di induttanze. Concettualmente questo amplificatore non differisce da quello esistente nell'unità « ricevitore », si può solo dire che non è facile ottenere, con una banda così larga, una potenza anche solamente dell'ordine di 1 watt; per ottenerle è stato necessario impiegare un tubo così potente come il QQEO6/40 il quale in generazione può fornire a queste frequenze varie decine di watt. Si può osservare come l'uscita di questo circuito sia prevista per un collegamento con l'entrata del convertitore di potenza, effettuato mediante un corto cavo di lunghezza ben determinata, il tutto venendo a comportarsi come un filtro a larga banda.

Fig. F — Amplificatore a media frequenza nel ricevitore: vista superiore ed inferiore.

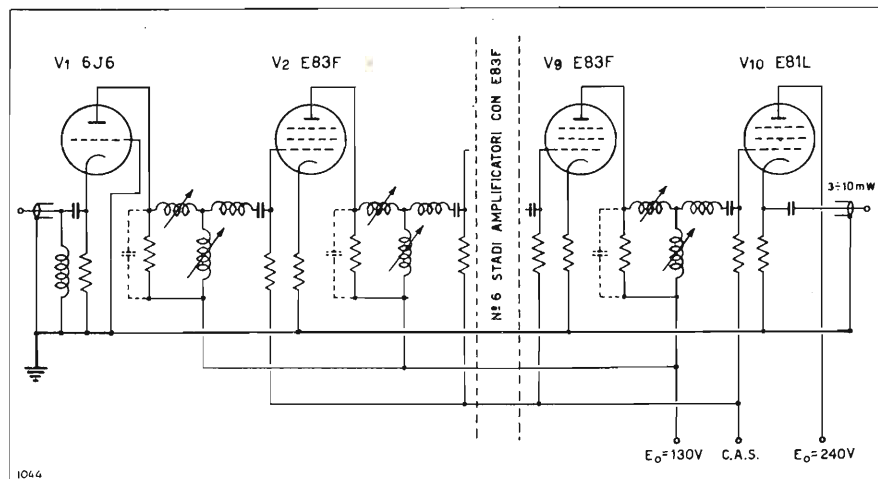



Fig. 8. — Ricevitore: amplificatore a media frequenza (60 ÷ 80 MHz).

La figura 12 mostra il generatore locale pilotato a quarzo. Il quarzo oscilla su una frequenza dell'ordine di 50 MHz e la frequenza finale resta quindi raggiunta mediante moltiplicazione di frequenza. È risultato conveniente far funzionare anche l'ultimo tubo in moltiplicazione e precisamente come triplicatore. Si tratta del tubo 4X150A, il quale a queste frequenze come puro amplificatore potrebbe dare anche qualche decina di watt e che invece ne fornisce da 3 a 5 nel funzionamento come triplicatore a partire dalla frequenza più bassa fornita da un doppio tetrodo 832A.

La figura 13 mostra infine insieme lo stadio convertitore e lo stadio amplificatore di uscita a radiofrequenza, ambedue comportanti un tubo 2C39A. In ambedue questi stadi il circuito anodico è accordato con una cavità radiale ed il circuito catodico con una cavità coassiale, e naturalmente in queste cavità ed accoppiamenti relativi si deve soprattutto cercare di ottenere tutta la larga banda richiesta. Lo stadio amplificatore fornisce alla sua uscita, come detto, una potenza di 5-6 watt che viene immessa nell'antenna.

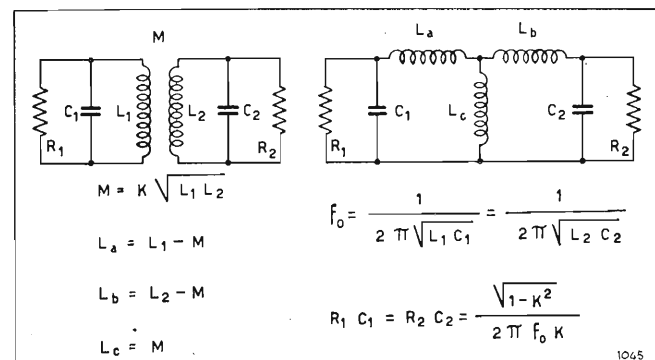



Fig. 9. — Equivalenza tra un quadripolo di accoppiamento a T di induttanze con una coppia di risonatori accoppiati induttivamente (filtro di banda).

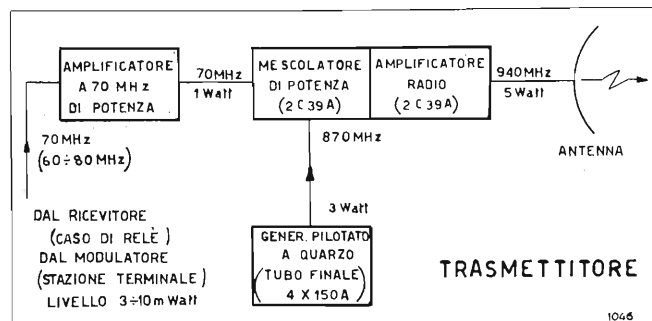



Fig. 10. — Ripetitore: schema a blocchi del trasmettitore.



## 6. Apparecchiature terminali.

Visto del ripetitore quanto è essenziale, passiamo ad esaminare le apparecchiature terminali di modulazione e rivelazione; apparecchiature cioè nelle quali si effettua la conversione, o del segnale video nel segnale costituito dall'onda di 70 MHz modulata in frequenza (modulatore) ovvero da tale onda modulata in frequenza al segnale video (rivelatore).

Cominceremo come logico dal modulatore, ove si tratta anzitutto di modulare linearmente entro un largo intervallo di frequenza. Posto l'indice di modulazione eguale ad uno come detto, essendo stata fissata a 6 MHz la massima frequenza del segnale video, di 6 MHz dovrà pure essere la massima deviazione di frequenza sia nell'uno sia nell'altro senso rispetto alla frequenza centrale, fissata come sopra detto a 70 MHz.

Data soprattutto l'alta linearità desiderata, si è fatto ricorso ad un klystron, naturalmente funzionante su una frequenza ben più elevata, la cui oscillazione viene poi fatta battere con quella di un generatore ausiliario avente frequenza vicina, sì da ottenere per differenza la bassa frequenza voluta.

La figura 14 mostra il principio di tale operazione di modulazione. In effetto, il battimento non dà direttamente la frequenza portante di 70 MHz desiderata, ma quella di 35 MHz che viene poi sottoposta a duplicazione.

Prima ancora di esaminare il modulatore e di riportarne lo schema a blocchi, così come fatto per gli altri organi del ponte, conviene soffermarci un poco sul risultato che il klystron è suscettibile di fornire in tale modulazione; per questo serve la figura 15 che riporta in misura più concreta lo schema del klystron ed insieme dà la curva caratteristica della frequenza in funzione della tensione al « repulsore ».

Tale figura non può dare evidentemente un'idea precisa del grado di linearità raggiunto nella modulazione. Per questo serve invece bene la figura 16 dove nelle ascisse è riportata la tensione modulante del « repulsore » e nelle ordinate lo scostamento percentuale di frequenza rispetto alla condizione di linearità. Per tutto un intervallo, dell'estensione di circa 15 volt, il grado di questa linearità risulta molto elevato. La variazione di frequenza che si ha in corrispondenza di questo tratto è di 6 MHz che diventa di 12 dopo la duplicazione.

Ed ora che abbiamo visto qual'è il principio, potremo osservare nella figura 17 lo schema a blocchi del modulatore. Procedendo da sinistra troviamo un semplice amplificatore video, il gruppo dei due klystron, quello modulato in frequenza e l'ausiliario a frequenza fissa, ambedue accoppiati con un mescolatore, il duplicatore, ove in effetti viene svolto anche una preamplificazione della banda intorno a 35 MHz, infine l'amplificatore finale della banda intorno a 70 MHz, ed un distributore.

Altresì troviamo quale componente importante del modulatore un organo di controllo automatico di

Fig. 11. — Trasmettitore: amplificatore di media frequenza di potenza (60 ÷ 80 MHz).

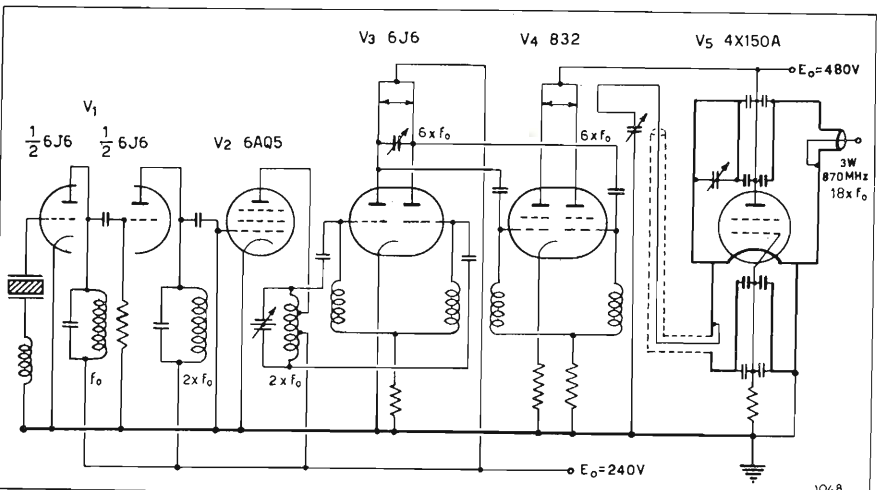



Fig. 12. — Trasmettitore: generatore locale.

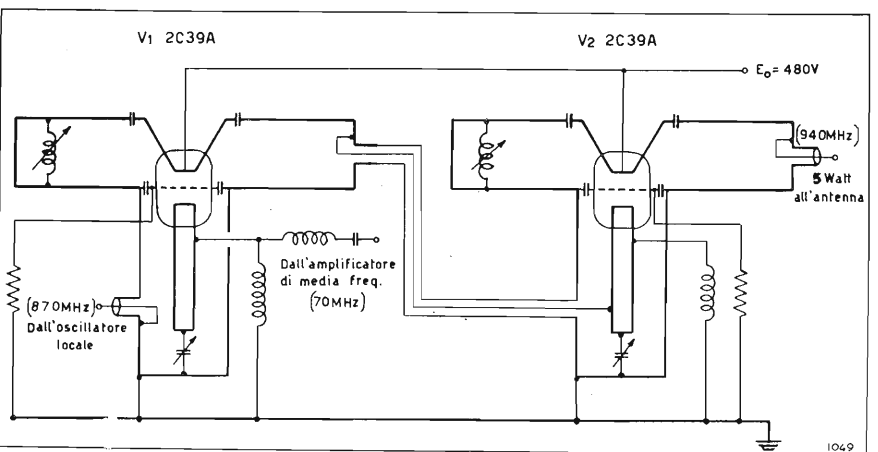



Fig. 13. — Trasmettitore: convertitore e amplificatore finale.

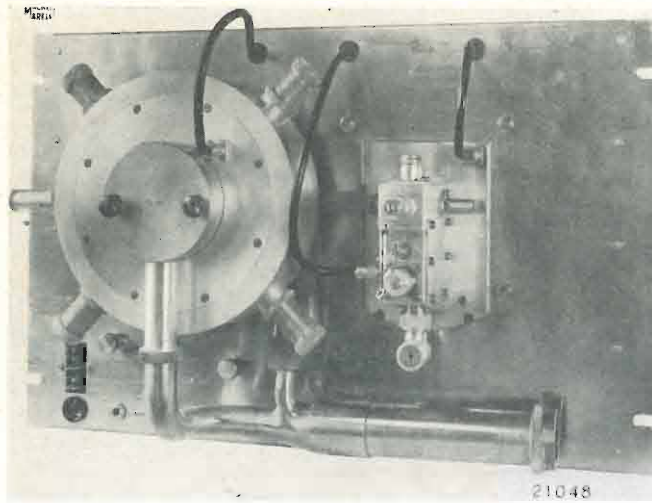



Fig. G — Particolare del trasmettitore: cavità finale.

frequenza che risulta pressochè necessario e del quale gioverà quindi esporre brevemente il principio. Questo controllo risulta in effetti meno semplice di quanto non si riterrebbe a prima vista, per il fatto che il segnale di televisione, a differenza di un segnale normale telefonico, non è una grandezza sostanzialmente alternativa, bensì una grandezza unilaterale il cui valore medio è variabile continuamente nel tempo

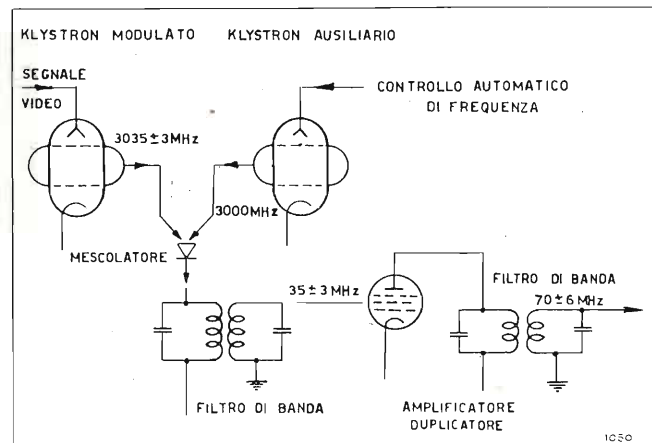



Fig. 14. — Schema di principio della modulazione.

a seconda della luminosità dell'immagine. Non si può perciò prendere quale livello base il valore medio del segnale nel tempo come nel caso audio, ma non resta che fare riferimento ai sincronismi. È naturalmente la base dei sincronismi va riportata in uno dei due punti estremi della banda di modulazione o per meglio dire in un punto che si trovi distanziato dalla così detta frequenza portante di quanto è la deviazione di frequenza stabilita, nel caso attuale cioè 6 MHz.

Bisognerà pertanto procedere ad una selezione dei segnali di sincronismo, la quale, come mostra lo schema di figura 18, è effettuata da un « amplificatore-tagliatore » video.

Fig. 16. — Grafico della linearità di modulazione ottenuta col klystron.

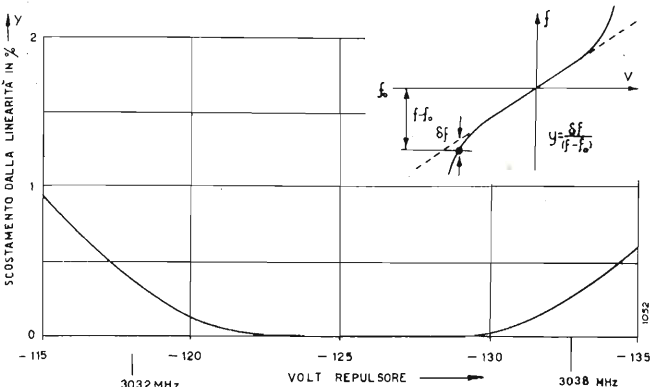



Fig. 17. — Schema a blocchi del modulatore.

È da notare come per questo controllo l'onda modulata venga prelevata prima della duplicazione, e cioè quando essa occupa l'intervallo da 32 a 38 MHz. In alto a destra della figura si vede cosa resta di tale onda dopo che in un tubo a doppia griglia essa è stata composta con gli impulsi forniti dall'amplificatore-tagliatore video.

Questo segnale, costituito da treni d'onda, passa poi attraverso l'amplificatore segnato in basso a sinistra nella figura, e quindi un discriminatore. L'uscita in corrente continua di tale discriminatore, e cioè quanto tale discriminatore fornisce dopo il passaggio attraverso un filtro passa-basso, viene, dopo un'amplificazione in corrente continua, applicata al repulsore del klystron ausiliario.

Il discriminatore, che è accordato sulla frequenza su cui ci si vuole stabilizzare, non fornisce nessun segnale di correzione qualora l'onda a treni in arrivo abbia la frequenza giusta, e fornisce invece un segnale di correzione nel caso contrario, segnale di correzione tanto più forte quanto più lo spostamento è notevole. Si ha così il risultato che un dato scosta-

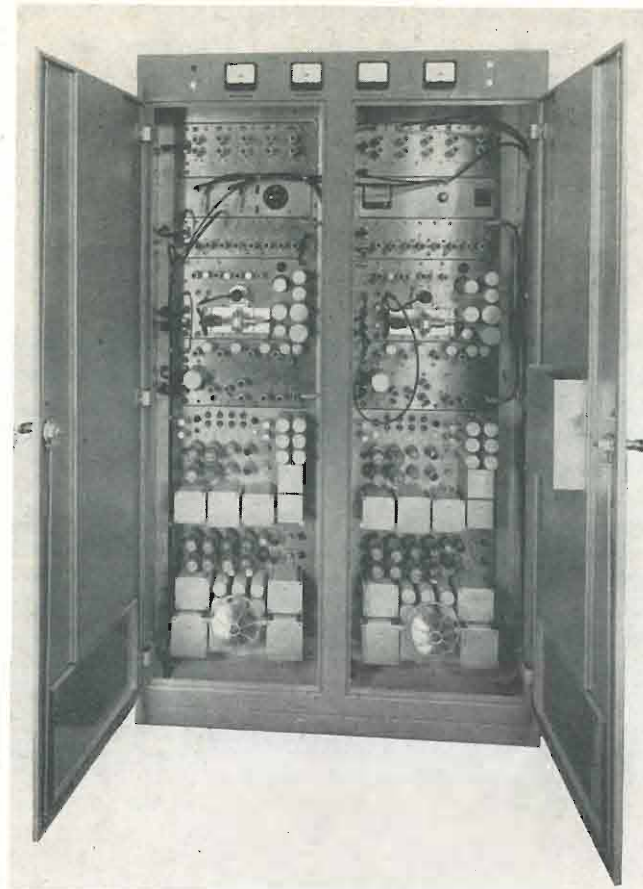
Fig. 15. — Schema del circuito del klystron modulato e relativa curva di modulazione.



Fig. H — Modulatore (unità, normale e di riserva).

mento nella frequenza propria di uno qualunque dei due klystron, si traduce, dopo il controllo, in uno spostamento della frequenza differenziale circa 50 volte minore.

La figura 19 dà lo schema equivalente dell'accoppiamento tra i due klystron (707B), l'uno quello modulato e l'altro quello ausiliario per la produzione del battimento, accoppiamento che è del tipo a « T magico », allo scopo di evitare, o per lo meno minimizzare, azioni di trascinamento di un klystron sul-l'altro.

La figura 20 infine dà lo schema del duplicatore-amplificatore. L'uscita di tale circuito resta applicata all'entrata del trasmettitore già visto, che peraltro in questo caso funziona come unità a sè, e non come una delle due unità componenti il ripetitore.

Passando al rivelatore è forse inutile ricordare come la rivelazione di oscillazioni modulate in frequenza comprende in genere due fasi distinte, l'una consistente in una limitazione, e l'altra in una discriminazione. Mentre la limitazione ha lo scopo di sopprimere eventuali modulazioni in ampiezza, ed in particolare la modulazione in ampiezza introdotta dai disturbi ed altre modulazioni introdotte dai circuiti, la discriminazione che ad essa succede ha l'ufficio di rivelare l'oscillazione modulata in frequenza così limitata.

Lo schema di principio del limitatore è mostrato in figura 21; da

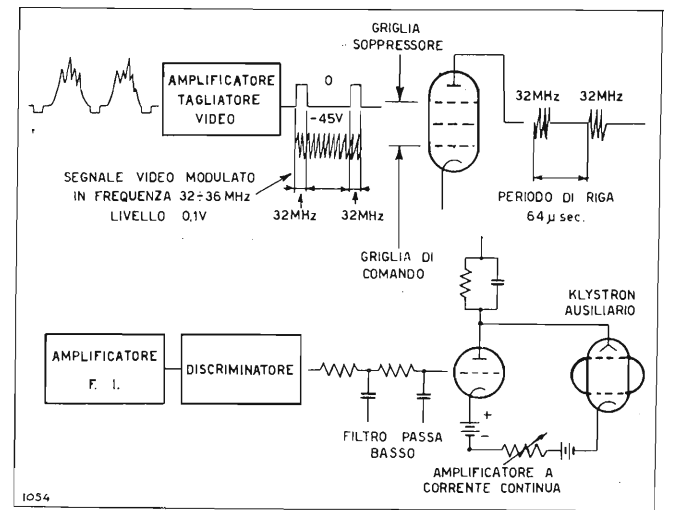



Fig. 18. — Circuito del controllo automatico di frequenza (CAF): schema di principio.

considerare come la limitazione sia affidata sia a cristalli sia a tubi elettronici e, come la curva riportata mostri, che la stabilizzazione d'ampiezza ottenuta non sia perfetta ma tuttavia sufficientemente buona.

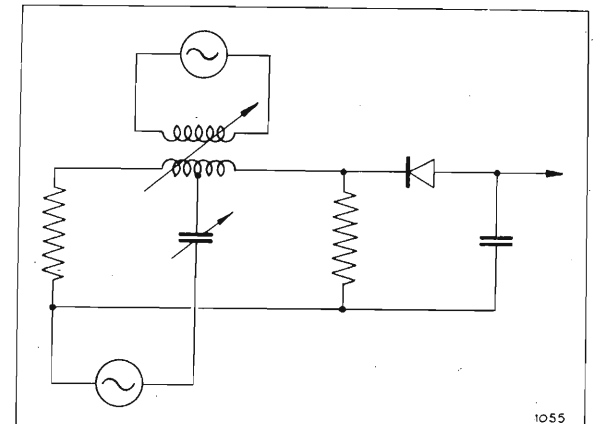



Fig. 19. — Circuito equivalente dell'accoppiamento tra i due klystron.

La figura 22 dà lo schema di principio del circuito del discriminatore e la curva di risposta ottenuta. Il discriminatore è del tipo classico con due risonatori moderatamente disaccordati, l'uno in un senso e l'altro in senso opposto, rispetto alla frequenza portante. Questi due risonatori sono azionati, da due tubi amplificatori distinti. A questo sistema è pressochè necessario ricorrere nel caso attuale in

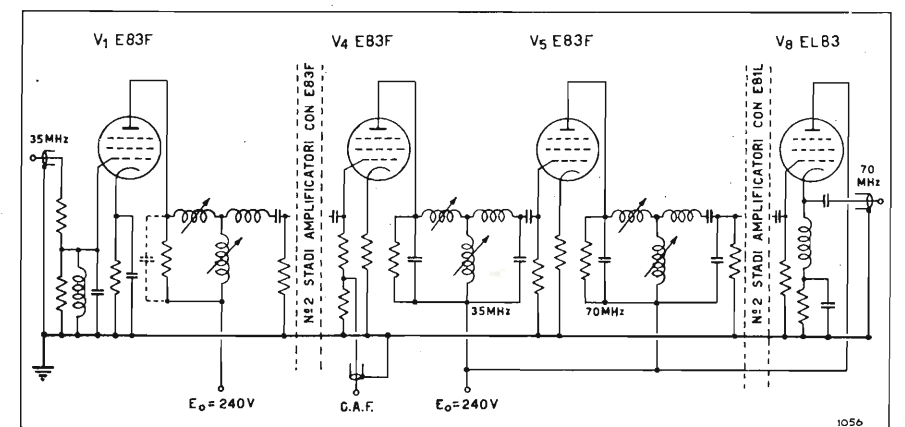



Fig. 20. — Duplicatore-amplificatore di media frequenza.

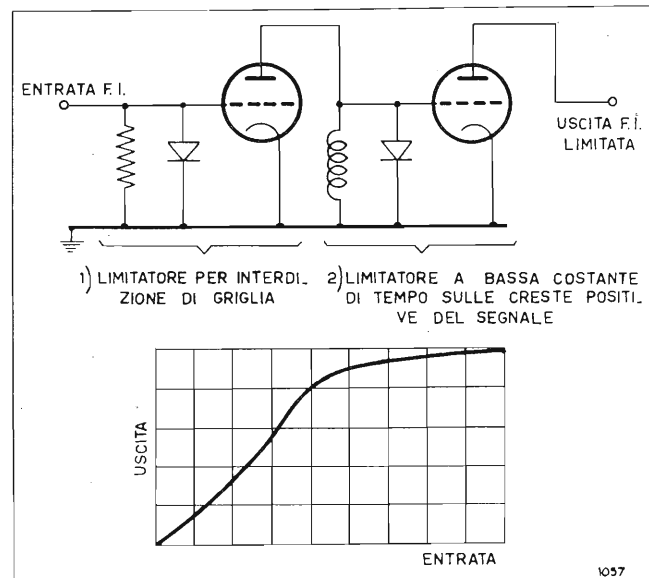



Fig. 21. — Schema di principio del limitatore e sua caratteristica.

cui, data la larga banda desiderata e dato il valore relativamente basso della frequenza portante, occorre operare con coefficienti di risonanza molto bassi, pre-

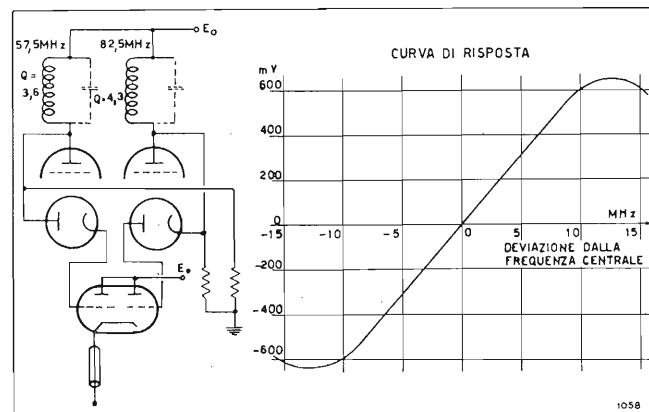



Fig. 22. — Schema di principio del discriminatore e sua caratteristica.

cisamente dell'ordine di grandezza di appena 2. Come si vede nella figura, la linearità ottenuta nella curva di risposta è elevata.

La figura 23 riporta lo schema a blocchi del rivelatore il quale, oltre ad un amplificatore limitatore e un discriminatore, comprende altresì un amplificatore video. La figura 24 mostra lo schema di tale complesso.

### 7. Risultati ottenuti.

Giova, prima di terminare, intrattenerci ancora,sia pure rapidamente, sui risultati che il ponte radio ha dimostrato di fornire:

— Rilievi sperimentali hanno mostrato che il rapporto segnale disturbo è normalmente di 15 dB superiore a quello al di sotto del quale il disturbo potrebbe divenire praticanemte percettibile. (Tale rapporto, riferito al valore efficace del disturbo ed al valore efficace di un segnale costituito da un'onda sinoidale modulante al 100 %, è risultato dalle misure, normalmente di 55 dB.)

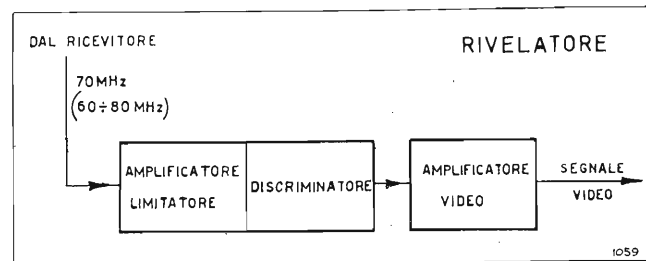



Fig. 23. — Schema a blocchi del rivelatore.

— Prove di larghezza di banda effettuate modulando in trasmissione con un segnale sinoidale e ricavando per il corrispondente segnale ricevuto al terminale ricevente, la curva di ampiezza in funzione della frequenza, hanno fornito una curva che rivela un'attenuazione inferiore ad 1 dB in corrispondenza della frequenza di 6 MHz. L'adeguatezza allo scopo della curva di fase è stata confermata dalla ottima riproduzione di segnali di prova di forma rettangolare. È da osservare al riguardo che data la brevità del percorso non è risultata necessaria l'inserzione di compensatori di fase già peraltro attuati e sperimentati con ottimo risultato, il cui impiego potrebbe risultare utile nel caso in cui il ponte venisse prolungato fino a comprendere un numero sensibilmente maggiore di relè.

— Assai significativa è la prova effettuata trasmettendo da uno dei due terminali, ad esempio Milano, un segnale di televisione di alta qualità quale quello fornito da un monoscopio e nella sua osservazione dopo l'effettuazione del doppio tragitto, Milano-Torino e Torino-Milano, dopo un percorso di 325 chilometri con il passaggio attraverso tre stazioni relè. Anche ad un esame attento non appare avvertibile nell'immagine ricevuta dopo tale cammino una qualche degradazione rispetto all'immagine emessa.

— A conferma dell'eccezionalmente alto rapporto segnale disturbo, sta l'esperienza di ripetere il confronto fra immagine emessa ad un terminale ed immagine ricevuta nel terminale stesso dopo il doppio percorso, operando con una deviazione di frequenza dell'onda emessa, non più di 6 MHz, bensì di appena 1 MHz quindi come avendo ridotto la potenza di tutti gli emettitori in gioco a circa $1/6^2 = 1/36$ della potenza normale. Anche in tale sfavorevole condizione l'immagine ricevuta non mostra ad esame un visivo la presenza di rumore di fondo. (197)

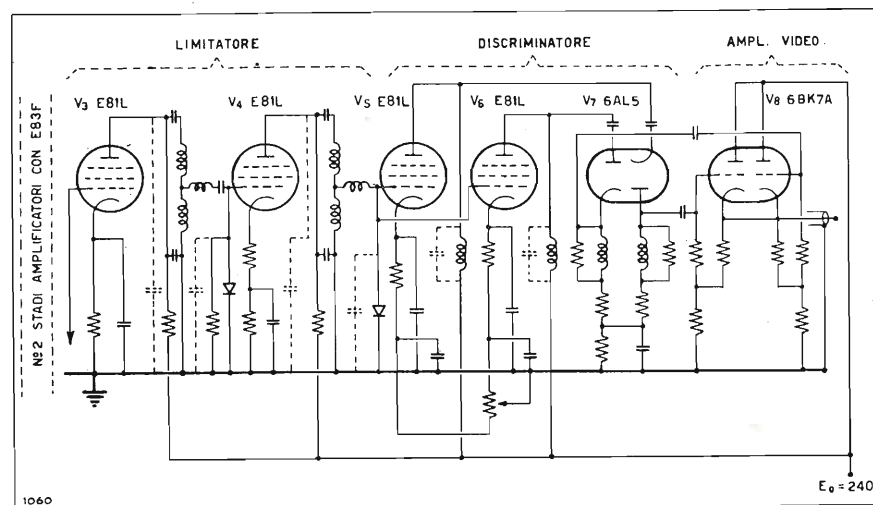



Fig. 24. — Schema del circuito del complesso amplificatore-limitatore-discriminatore.



# DISPOSITIVO PER IL TRACCIAMENTO OSCILLOGRAFICO DI DIAGRAMMI VETTORIALI

PER. IND. LUIGI ALIBERTI
dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris - Torino

*SOMMARIO - Si descrive un procedimento per ottenere sullo schermo di un oscillografo a raggi catodici l'indicazione diretta del vettore rappresentante una grandezza sinusoidale, con riferimento ad un'altra grandezza isofrequenziale. Il procedimento è particolarmente comodo per il tracciamento dei diagrammi vettoriali che si ottengono quando la grandezza esaminata varia in funzione di un parametro che può essere ad esempio la frequenza.*

### 1. Scopo del dispositivo.

Il dispositivo che si descrive è stato studiato per ottenere il tracciamento, su un oscillografo a raggi catodici con immagine a lunga persistenza, dei diagrammi vettoriali indicanti le relazioni fra due tensioni (o fra due correnti, o fra una tensione e una corrente) in funzione di un parametro variabile (in generale la frequenza). L'interesse che presenta un dispositivo di questo genere è evidente. Se ad esempio si vuole rilevare la caratteristica di trasmissione di un quadripolo qualunque (un amplificatore, un filtro e così via) in una data gamma di frequenze, la caratteristica stessa può essere rappresentata, nel modo più efficace, con un diagramma nel quale, tracciato un vettore di riferimento proporzionale alla tensione $V_1$ di entrata del quadripolo, supposta costante, si riportano, per ogni frequenza, gli estremi dei vettori corrispondenti alla tensione di uscita $V_2$ tracciando così « il diagramma vettoriale » di questa tensione al variare della frequenza (vedi fig. 1).

Fig. 1. — Esempio di diagramma vettoriale della tensione di uscita di un quadripolo, al variare della frequenza, tracciato con riferimento alla tensione $V_1$.

Analoghi diagrammi si possono tracciare per rappresentare ad esempio la relazione fra la tensione di entrata e la corrente di uscita di un quadripolo, o fra la tensione e la corrente di un bipolo (diagramma di impedenza) e così di seguito.

Nei casi più comuni il parametro variabile in funzione del quale si traccia il diagramma è la frequenza; si possono tuttavia avere anche altri parametri come il valore di un elemento variabile del circuito in esame funzionante a frequenza fissa e così via.

L'indicazione ottenuta col metodo che si descrive è essenzialmente qualitativa in quanto, per ragioni che verranno chiarite in seguito, è relativamente difficile conseguire precisioni elevate. Sono noti altri metodi che permettono di ottenere maggiori precisioni, ma che d'altra parte presentano l'inconveniente di non permettere un'indagine spedita dei fenomeni, essendo i valori determinati punto per punto ([1])

### 2. Principio generale del dispositivo.

Per ottenere un diagramma come quello desiderato, occorre, data una tensione di riferimento, applicare ai due sistemi di placche di un oscillografo a raggi catodici, due tensioni continue proporzionali rispettivamente alle componenti della tensione in esame, in fase e in quadratura con quella di riferimento.

Ottenere la componente della tensione in esame in fase con la tensione di riferimento risulta abbastanza semplice; non così è invece l'ottenere la tensione in quadratura.

Se si osserva il diagramma vettoriale delle tensioni, si può notare come la componente della tensione in esame in quadratura con la tensione di riferimento possa a sua volta diventare componente in fase con la tensione di riferimento ruotata di 90°; occorrerebbe perciò un sistema capace di fornire due tensioni perfettamente in quadratura fra di loro da essere prese come riferimento.

Peterson, Kreer e Ware ([2]) per esempio, per il loro « Metodo Visuale », usavano un oscillatore speciale con uscita bifase costante al variare della frequenza.

Non disponendo di tale oscillatore si può pensare

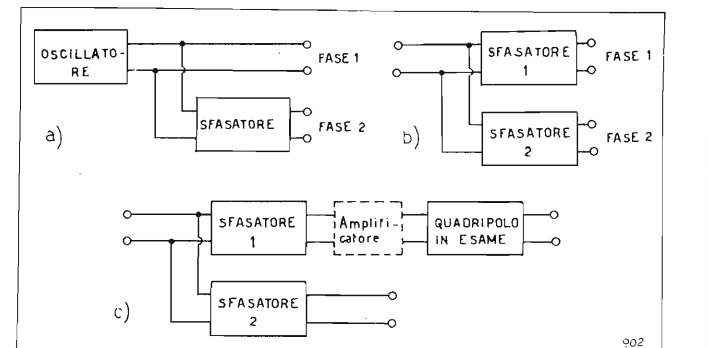



Fig. 2. — a) Variatore di fase, funzionante a frequenza fissa, destinato a rendere bifase la tensione di uscita dell'oscillatore. — b) Sistema di due variatori di fase capaci di funzionare correttamente in una vasta gamma di frequenze. — c) Aggiunta di un amplificato-separatore allo schema della figura 2 b).

([1]) Si veda ad esempio: PETERSON E., KREER G., WARE L.: *Regeneration theory and experiment.* « Bell Syst. Tech. Jr. » XIII, Ottobre 1934, p. 680 ÷ 700. In particolare si veda il metodo descritto a pag. 688.

([2]) SCHÄFER O., EBERHARDT H.: *Ein Ortskurvenschreiber für den Tonfrequenzbereich.* « Archiv der elektrischen Übertragung ». V, Maggio 1951, p. 377 ÷ 382. Si vedano anche le pag. 690 ÷ 692 del lavoro citato alla nota ([1]).

ad un circuito variatore di fase, come schematizzato in figura 2 *a*), tale da rendere bifase una tensione monofase. Un sistema di questo tipo è però adatto a funzionare correttamente per una sola frequenza, o tutt'al più per un intervallo molto ristretto di frequenza.

Volendo coprire una gamma più vasta, per esempio la gamma delle frequenze acustiche, è necessario ricorrere ad un dispositivo più complesso come quello indicato nella figura 2 *b*) ([3, 4, 5]). Detto dispositivo consiste in due canali variatori di fase i quali, entro una certa gamma di frequenza e con scarti sufficientemente ridotti, danno tensioni di uscita in quadratura di fase tra di loro, malgrado che la fase di ciascuna delle due tensioni ruoti in maniera complicata rispetto all'entrata. L'idea, benché assai interessante, presenta l'inconveniente, per lo scopo propostoci, che, se per caso il quadripolo in esame ha un'impedenza di entrata bassa, carica l'uscita del variatore di fase. Si potrebbe ovviamente pensare di inserire fra l'uscita di uno dei due variatori di fase e l'entrata del quadripolo un amplificatore con impedenza di uscita sufficientemente bassa, come tratteggiato in figura 2 *c*), ma la presenza di questo potrebbe introdurre uno sfasamento aggiuntivo, variabile con la frequenza, che altererebbe i risultati.

A questo inconveniente si rimedia alimentando il quadripolo in esame direttamente dall'oscillatore, unitamente ai due circuiti sfasatori, e facendolo seguire da un circuito sfasatore uguale a uno dei due precedenti (in modo che sfasi la tensione dello stesso angolo). Se si osservano il diagramma vettoriale e lo schema di figura 3, si rileva che la tensione nel punto B ($V_B$) è una tensione che per ogni frequenza ha un'ampiezza e una fase $\psi$ dipendente unicamente dal circuito in prova ed in ogni caso non nota (nel diagramma è stata tracciata a caso). La tensione nel punto D ($V_D$) e quella del punto E ($V_E$) sono pure sfasate di un angolo non noto rispetto alla tensione di riferimento, esse hanno però la caratteristica di conservare tra di loro uno sfasamento pari a 90°. Se con uno sfasatore uguale allo sfasatore 1, si fa ancora girare la tensione in esame di un angolo pari a quello tra $V_A$ e $V_D$ ($\varphi$) tra i punti C e D si riottiene lo sfasamento $\psi$ tra la tensione di riferimento e la tensione in esame, mentre tra i punti C ed E si avrà lo sfasamento tra la tensione in esame e quella di riferimento girata di 90°. La tensione a cui ci si dovrà riferire non sarà più quella di uscita dell'oscillatore ma quella che si trova ai morsetti D, e per la tensione di riferimento ruotata di 90° quella che si trova ai morsetti E. Si noti anche che con questa disposizione l'oscillatore può comprendere, se necessario, un amplificatore di potenza, e gli eventuali spostamenti di fase introdotti da quest'ultimo non influiscono sulla misura essendo sufficiente che la tensione nel punto A si mantenga costante in ampiezza.

Fig. 3. — Schema fondamentale del dispositivo usato, e diagramma delle tensioni che si hanno nei vari punti di esso: $V_A$ = tensione di riferimento; $V_B$ = tensione in esame; $V_D$ = tensione dello sfasatore 1; $V_E$ = tensione dello sfasatore 2.

Si è osservato che è abbastanza facile ottenere la componente della tensione in esame in fase con la tensione di riferimento. Se in un modulatore si esegue il prodotto della tensione in esame $V_x$ per quella di riferimento $V_0$, ponendo

$$[1] \qquad v_0 = V_{M0} \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_x = V_{Mx} \operatorname{sen} (\omega t + \varphi)$$

si ha:

$$v_0\, v_x = V_{M0}\, V_{Mx} \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} (\omega t + \varphi)$$

$$[2] = \frac{1}{2} V_{M0}\, V_{Mx} \cos \varphi - \frac{1}{2} V_{M0}\, V_{Mx} \cos (2\omega t + \varphi).$$

La $V_{M0}$, che compare nella prima parte del risultato del prodotto, rappresenta il valore massimo della tensione di riferimento che, come si è detto, deve essere costante; il termine invece $V_{Mx} \cos \varphi$ rappresenta quanto si voleva ottenere, vale a dire la proiezione di $V_{Mx}$ su $V_{M0}$ ovvero la componente della tensione in esame in fase con la tensione di riferimento. Occorre dunque eliminare la seconda parte del risultato del prodotto che, a differenza della prima parte, rappresenta una grandezza alternativa, e può pertanto essere soppressa con facilità mediante un filtro.

Considerando ora il caso di eseguire, in un modulatore, il prodotto della tensione in esame $V_x$ per quella di riferimento ruotata di 90° : $V_0 + \pi/2$, si avrà:

$$[3] \qquad v_0 = V_{M0} \operatorname{sen} (\omega t + \pi/2)$$

$$v_x = V_{Mx} \operatorname{sen} (\omega t + \varphi)$$

da cui:

$$v_0\, v_x = V_{M0}\, V_{Mx} \operatorname{sen} (\omega t + \pi/2) \operatorname{sen} (\omega t + \varphi)$$

$$[4] \qquad v_0\, v_x = 1/2\, V_{M0}\, V_{Mx} \operatorname{sen} \varphi - 1/2\, V_{M0}\, V_{Mx} \operatorname{sen} (2\, \omega t + \varphi).$$

Il primo termine del risultato è ancora quello che interessa in quanto comprende $V_{Mx} \operatorname{sen} \varphi$ che rappresenta la proiezione di $V_{Mx}$ su $V_{M0}$ ruotato di 90°, ovvero la componente della tensione in esame in quadratura con la tensione di riferimento. Scomposto così il vettore tensione in esame nelle sue due proiezioni fondamentali, la prima sul vettore tensione di riferimento e la seconda sul vettore tensione di riferimento ruotato di 90°, si sarà in grado, applicandole ai due sistemi di placche di un oscillografo, di ricomporre sullo schermo il vettore tensione in esame. Lo schema fondamentale del dispositivo è pertanto quello indicato nella figura 4.

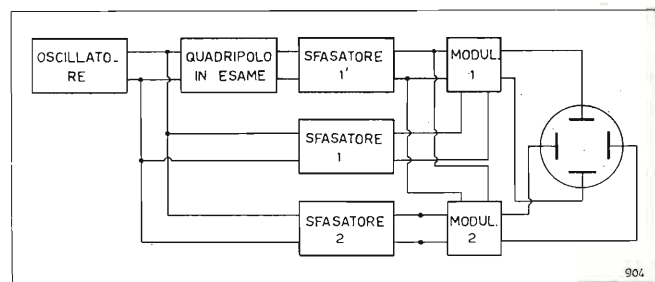



Fig. 4. — Schema completo del dispositivo usato.

([3]) LUCK D.: *Properties of some wide-band phase-splitting networks.* « Proc. I.R.E. » XXXVII, Febbraio 1949, p. 147 ÷ 151.

([4]) DARLINGTON S.: *Realization of a costant phase difference.* «Bell Syst. Tech. Jr. », XXIX, Gennaio 1950, p. 72 ÷ 81.

([5]) ORCHARD H.: *Synthesis of wide-band two-phase networks.* « Wireless Engineer», XXVII, Marzo 1950, p. 72 ÷ 81.



## 3. Esame delle varie parti del circuito.

Si esaminano ora, con qualche maggior particolare, le varie parti del dispositivo.

a) OSCILLATORE — Si è già accennato che, secondo il principio di funzionamento esposto, l'oscillatore non deve possedere particolarità degne di nota. Si può pertanto, di volta in volta, usare l'oscillatore più opportuno in relazione alle caratteristiche del circuito in esame, alla gamma di tensione o frequenza entro la quale si vuole sperimentare e così via. E' comodo che l'oscillatore sia provvisto di un comando che ne faccia variare automaticamente la frequenza con velocità adatta alle caratteristiche del circuito in esame.

b) CIRCUITI SFASATORI — I dispositivi sfasatori di tensione indicati nella figura 2 *b*), possono essere progettati in vari modi secondo le necessità. La teoria riguardante questi circuiti è troppo complessa per essere riportata in questa sede, ci si limita pertanto ad accennare che ciascuno dei due canali (1) e (2) comprende un certo numero di *cellule variatrici di fase* che al variare della frequenza danno una tensione di uscita comunque uguale in modulo alla tensione di entrata, ma spostata di fase rispetto a questa di un angolo dato da:

$$[5] \qquad \varphi = 2 \operatorname{arc\,tang} f/f_0$$

dove $f_0$ è una costante, dipendente unicamente dalle caratteristiche della cellula stessa, ed è uguale alla frequenza in corrispondenza della quale lo sfasamento introdotto è pari a 90°. Nella figura 5, è indicato l'andamento della [5].

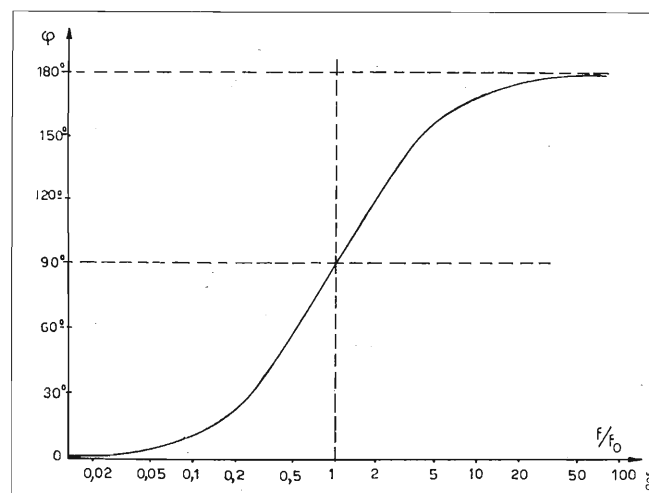



Fig. 5. — Caratteristica di una cellula variatrice di fase in funzione della frequenza.

Volendo si possono sommare le caratteristiche di alcune cellule aventi differenti valori di $f_0$ e, se questi saranno scelti opportunamente, si potrà ottenere una caratteristica la cui parte lineare, in funzione del logaritmo della frequenza, risulta molto più estesa.

Consideriamo ora due canali comprendenti più cellule variatrici di fase opportunamente calcolate, cioè con la parte lineare della caratteristica sufficientemente estesa. Tali canali si scelgano spostati in frequenza fra di loro in modo che per ogni frequenza compresa nella gamma in cui ambedue le caratteristiche sono praticamente lineari, la differenza fra di esse risulti di 90°; in tal caso, limitatamente al grado di precisione voluto, si otterranno, per un intervallo di frequenza $f_1 \div f_2$, ovviamente minore di quello della parte lineare di ciascun canale, due tensioni sfasate fra loro di 90° (fig. 6).

Si possono prendere in considerazione due tipi fondamentali di cellule variatrici di fase, che danno lo stesso risultato per quanto riguarda la relazione fra la tensione di entrata e la tensione di uscita, ma differiscono fra loro per quanto riguarda i valori delle impedenze fra le quali sono destinati a funzionare.

Il primo tipo consiste in una cellula a traliccio comprendente induttanze e condensatori come mostra la figura 7 *a*). L'impedenza caratteristica di questo è costante ed è data da:

$$[6] \qquad R_0 = \sqrt{L/C}$$

la frequenza $f_0$ è data per questa cellula da:

$$[7] \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

E' possibile disporre in cascata numerose cellule di questo tipo anche se queste corrispondono a diversi valori di $f_0$ purché siano uguali quelli di $R_0$.

Il secondo tipo di cellula che si considera è rappresentato nella figura 7 *b*). Questa cellula richiede idealmente di essere alimentata da un circuito avente impedenza interna nulla e di essere chiusa all'uscita su impedenza infinita. Il collegamento di varie cellule in cascata si può pertanto effettuare solo con l'interposizione di separatori a tubi elettronici.

Il primo tipo di cellula appare preferibile nel caso di attuazioni stabili in quanto, una volta tarato, non necessita di altre cure; esso presenta però lo svantaggio della difficoltà di taratura dei singoli elementi, per cui, per i normali usi di laboratorio, in cui necessiti avere in breve tempo un particolare sfasatore, sono da preferirsi quelli comprendenti tubi elettronici. Nell'applicazione pratica quest'ultimo tipo di cellula può essere poi alquanto semplificato essendo sufficiente e più economico utilizzare metà del quadripolo sfasatore, in quanto, per connettere in cascata due cellule variatrici di fase del tipo a resistenza e

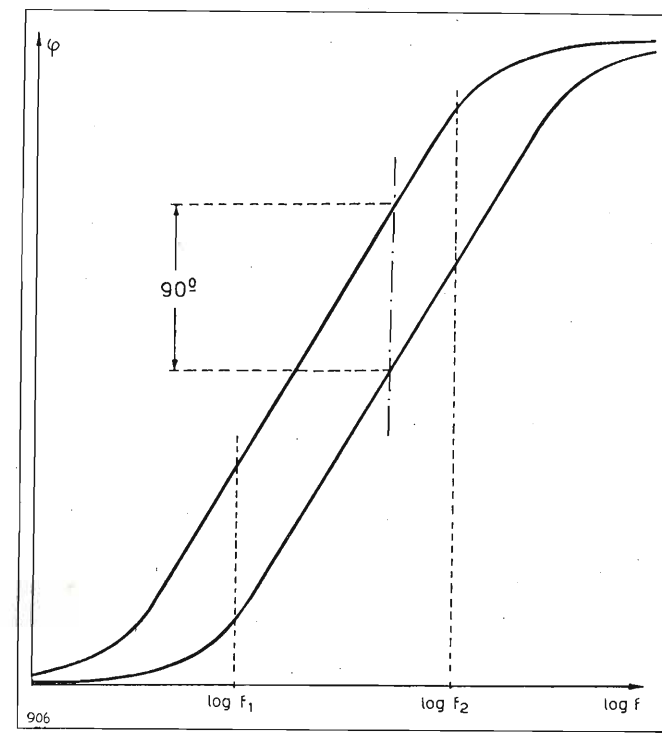



Fig. 6. — Caratteristica di due canali, formati ciascuno da più cellule, le cui caratteristiche vengono a sommarsi.

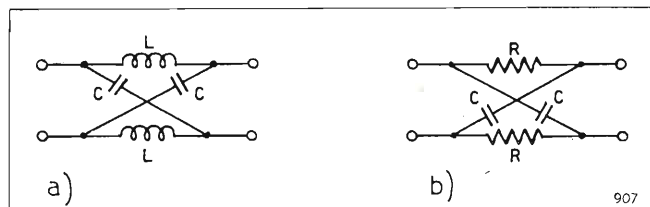



Fig. 7. — a) Cellula variatrice di fase a traliccio, comprendente unicamente induttanze e condensatori. — b) Cellula variatrice di fase a traliccio, comprendente unicamente resistenze e condensatori.

capacità con entrata e uscita bilanciate, si richiede l'uso di valvole connesse in push-pull mentre usando solo metà cellula, pur rimanendo l'entrata bilanciata, l'uscita è sbilanciata il che permette di usare una sola valvola, o una sezione di questa qualora si trattasse di valvole doppie, come separatore tra le due cellule. Il triodo, data la sua bassa resistenza interna, risulta il tipo di valvola più adatto. La resistenza di carico anodico, posta uguale a quella di polarizzazione sul catodo in modo che tra catodo e anodo si stabilisca la tensione bilanciata che serve ad alimentare la cellula, è di valore molto basso sicché il complesso in generale da luogo a una attenuazione del segnale. L'uscita della cellula si connetterà al circuito di griglia del triodo successivo la cui alta impedenza risulta pienamente corrispondente alle esigenze della stessa.

e) Modulatori — Si possono usare per il presente scopo vari tipi di modulatori quali, ad esempio, quelli a diodo, quelli a triodo con caratteristica quadratica, quelli con tubi multigriglia, quelli ad anello con raddrizzatori metallici e così via. I modulatori a diodi e quelli ad anello hanno il pregio di fornire la tensione utile di uscita variabile intorno al potenziale di massa con qualche semplificazione nei riguardi del susseguente amplificatore. Presentano tuttavia qualche maggiore difficoltà per quanto riguarda l'applicazione dei segnali da modulare, ed in molti casi, malgrado i modulatori del tipo pentagriglia forniscano una tensione utile variabile intorno al potenziale anodico, sono da preferirsi.

## 4. Descrizione di un dispositivo attuato.

Si è attuato, secondo i criteri già visti, un dispositivo atto a funzionare nella gamma acustica (approssimativamente da 100 Hz a 10 000 Hz). L'oscillatore, come già si è osservato, non fa parte dell'apparecchiatura ma può essere scelto di volta in volta secondo le necessità o la disponibilità.

I circuiti sfasatori corrispondono allo schema indicato nella figura 8. Le valvole usate sono doppi triodi del tipo miniature (12AU7) che permettono di attuare un complesso compatto e relativamente economico. Per la scelta del numero totale di cellule variatrici di fase e dei valori di $f_0$ corrispondenti a ciascuna di esse, dipendentemente dalla gamma che si vuole coprire e degli errori massimi consentiti si rimanda ad esempio allo studio di Orchard H. [6]. Nel caso attuale la scelta è stata eseguita con riferimento alla gamma sopra indicata imponendo che l'errore massimo dovuto ai circuiti sfasatori non superi i 2° circa.

Come modulatori, dopo varie esperienze, si è preferito usare tubi 6L7 metallici che hanno fornito i migliori risultati per quanto riguarda la linearità della risposta. Lo schema di ciascuno dei due modulatori è indicato nella figura 9. La tensione di uscita dei modulatori, previo livellamento attuato con un accoppiamento a resistenza e capacità, come mostra la figura 9, viene applicata ad un oscillografo a raggi catodici con schermo persistente ed amplificatori in continua la cui massa viene portata ad un potenziale opportuno. Gli errori massimi complessivi sono risultati inferiori, in modulo, al 10 % della deviazione

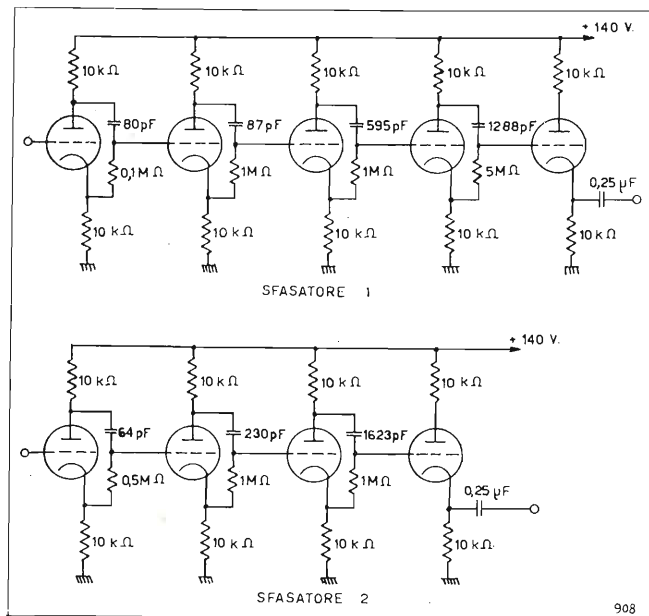



Fig. 8. — Schema dei circuiti variatori di fase.

massima. Con una scrupolosa messa a punto dei circuiti variatori di fase questi errori potrebbero essere ridotti sensibilmente, ma per gli scopi qualitativi ai quali l'apparecchiatura è destinata, i risultati ottenuti appaiono pienamente soddisfacenti.

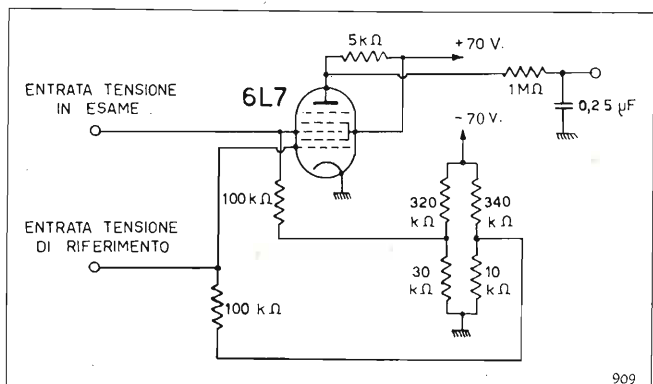



Fig. 9. — Schema di un modulatore.

## 5. Esempi di applicazione.

Allo scopo di fornire qualche esempio di applicazione dell'apparecchiatura descritta, si riportano nel seguito alcuni diagrammi rilevati con esperienze di vario tipo.

a) Caratteristica di trasmissione di un filtro passa banda — Si è sperimentato un filtro passa banda inserito come mostra la figura 10. Il diagramma corrispondente è indicato nella figura 11. Si osservi che questo diagramma, per il modo come è stato rilevato, si riferisce al rapporto fra la tensione di uscita, sul carico nominale di 600 ohm, e la tensione *direttamente applicata all'entrata*, che nell'esperienza è stata mantenuta costante. Con ovvie varianti della disposizione di misura si possono analogamente rilevare altre caratteristiche del filtro.

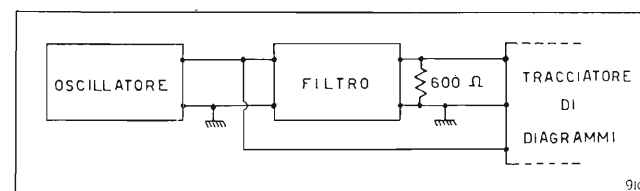
[6] V. nota [5].



Fig. 10. — Disposizione delle apparecchiature per il rilievo della caratteristica di trasmissione di un filtro passa banda.

b) Andamento del campo sonoro in vicinanza di un altoparlante — Un altoparlante magnetodinamico, privo di schermo, è stato fatto funzionare alla frequenza costante di 4000 Hz, e con un microfono si è esplorato il campo da esso generato lungo l'asse (fig. 12). Il diagramma della figura 13, indica l'andamento della pressione al variare della distanza del microfono dall'altoparlante. Benché il microfono di cui si disponeva avesse dimensioni apprezzabili (diametro 4 cm) in confronto con la lunghezza d'onda (circa 8,5 cm) il diagramma dà una chiara idea della distribuzione del campo sonoro. In particolare, l'appiattimento della spirale, mostra la presenza di onde stazionarie dovute a riflessioni.

Fig. 11. — Rilievo fotografico del diagramma polare della caratteristica di trasmissione di un filtro di banda.

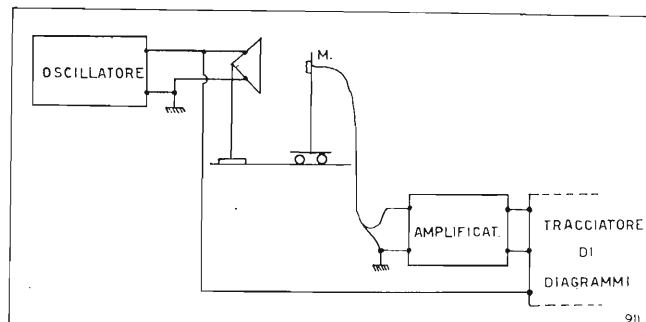



Fig. 12. — Disposizione delle apparecchiature per il rilievo dell'andamento del campo sonoro in vicinanza di un altoparlante.

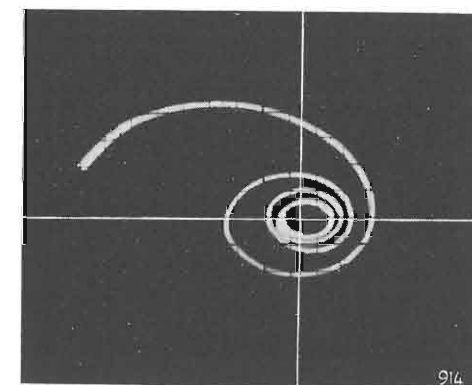



Fig. 13. — Rilievo fotografico del diagramma polare dell'andamento della pressione sonora in vicinanza di un altoparlante al variare della posizione del microfono.

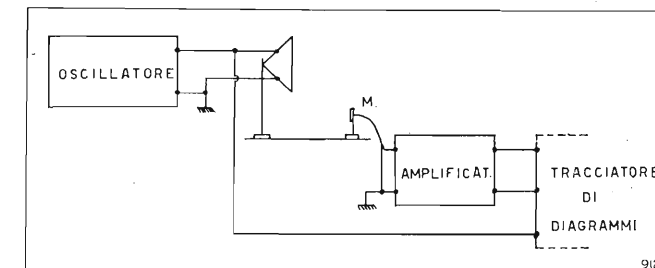



Fig. 14. — Disposizione delle apparecchiature per il rilievo della dipendenza della pressione sonora dalla frequenza in un ambiente parzialmente riverberante.

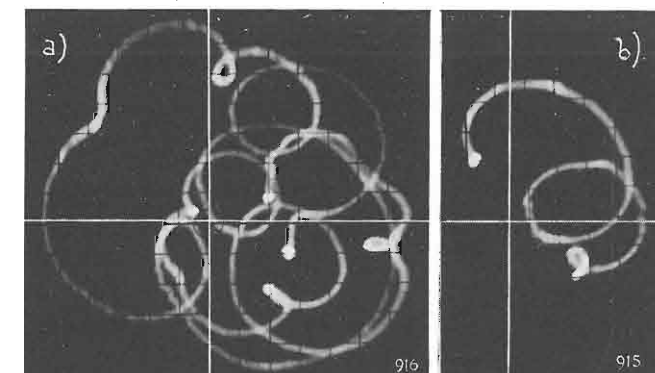



Fig. 15. — Rilievo fotografico del diagramma polare della dipendenza della pressione sonora dalla frequenza in un ambiente parzialmente riverberante. Frequenza base 1000 Hz. — a) Variazione della frequenza in un intervallo di 50 Hz. — b) Variazione della frequenza in un intervallo di 10 Hz.

c) Dipendenza della pressione sonora dalla frequenza in un ambiente parzialmente riverberante — Con la disposizione della figura 14 sono stati rilevati due diversi diagrammi in un comune ambiente parzialmente riverberante. Si è operato in vicinanza della frequenza di 1000 Hz, con variazione di 50 Hz in un caso, e di 10 Hz nell'altro. I diagrammi di figura 15 mettono in evidenza come in un ambiente parzialmente riverberante, la pressione sonora vari con grande rapidità, sia in argomento, sia in modulo, al variare della frequenza.

Ringrazio il prof. G. B. Madella che ha suggerito il tema del presente lavoro e ne ha costantemente seguito il suo sviluppo fornendomi preziosi consigli.

(182)

# MISURE DI ACUSTICA ARCHITETTONICA CON SEGNALI MODULATI IN AMPIEZZA

DOTT. PROF. GINO G. SACERDOTE
dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris di Torino

*SOMMARIO - Il tempo di riverberazione di un locale e l'isolamento fra due ambienti possono venire determinati con misura di profondità di modulazione e di sfasamento, quando la sorgente sonora viene modulata sinoidalmente in ampiezza.*

La possibilità di eseguire alcune misure interessanti l'acustica architettonica ricorrendo a segnali di carattere periodico modulati in ampiezza è stata da tempo stabilita utilizzando modulazione rettangolare.

Particolarmente interessante lo studio del Rebecchini [1] il quale dimostra, anche praticamente, la possibilità di determinare il tempo di riverberazione in un determinato ambiente misurando lo sfasamento fra l'onda modulata al generatore e l'onda modulata al microfono.

Valendosi dei mezzi di misura più recenti si è ripresa l'indagine sopra citata e se ne sono estesi i risultati ad altri casi particolari.

Sia $V$ il volume dell'ambiente in m³, $a$ l'assorbimento (m²), $T$ il tempo di riverberazione (sec), $W$ la densità di energia (watt sec/m³), $P$ la potenza emessa dalla sorgente sonora (watt), $c$ la velocità del suono (m/sec): l'equazione che lega $W$ a $P$ è:

$$[1] \qquad V \frac{dW}{dt} + \left(\frac{ac}{4}\right) W = P .$$

Da questa relazione si può dedurre uno schema equivalente (fig. 1) del comportamento dell'ambiente, assimilando $W$ ad una corrente, $P$ ad una tensione, $V$ ad una induttanza ed $(ac/4)$ ad una resistenza. Quando $P$ è costante, o viene di colpo annullata, si hanno le note relazioni dalle quali si deducono i normali metodi per la misura del tempo di riverberazione.

Si supponga ora $P$ modulata in ampiezza, con frequenza $F$, e profondità di modulazione $k$. Si ha quindi:

$$[2] \qquad V \frac{dW}{dt} + \left(\frac{ac}{4}\right) W = P\,(1 + k \operatorname{sen} 2\,\pi\, Ft) .$$

È qui opportuna una osservazione: la $P$ rappresenta la potenza emessa dalla sorgente, e come è noto per eseguire correttamente misure in un ambiente piuttosto vasto, si deve ricorrere ad una emissione con tono ululato, oppure, come la tecnica più recente suggerisce, alimentando l'altoparlante con suono bianco filtrato per la banda di 1/3 di ottava. La potenza emessa dall'altoparlante è proporzionale al quadrato del valore efficace della tensione applicata. Quindi la $P$ sarà la potenza di un'emissione sonora la quale comprende un insieme di segnali a varie frequenze nell'intorno di una frequenza $f$, e compresa nella banda di circa 1/3 di ottava.

Dalle note definizioni si ha che il tempo di riverberazione è dato da

$$T = 4 \times 6\,(\log_e 10) \left(\frac{V}{ac}\right) = 0{,}162\,\frac{V}{a}\ \text{sec}$$

da cui

$$[3] \qquad V \left[\frac{dW}{dt} + \frac{13{,}8}{T}\,W\right] = P\,(1 + k \operatorname{sen} 2\,\pi\, Ft)$$

la profondità di modulazione $h$ di $W$ si può ricercare facilmente dalla [3] pervenendo alla relazione:

$$[4] \qquad \left(\frac{k}{h}\right)^2 = 1 + \left(\frac{2\,\pi\, FT}{13{,}8}\right)^2 = 1 + 0{,}207\,(FT)^2$$

dalla quale si deduce il tempo di riverberazione $T$ note che siano la frequenza di modulazione $F$, la profondità di modulazione $k$ alla sorgente e la profondità della modulazione $h$ al microfono.

La determinazione del tempo di riverberazione si può eseguire con il seguente dispositivo: all'altoparlante viene applicata una tensione di « rumore bianco » filtrata attraverso un filtro di un terzo di ottava; all'ingresso dell'amplificatore di potenza che alimenta l'altoparlante è sistemato un potenziometro mosso da un sistema meccanico a biella, con il quale si varia periodicamente l'ampiezza del segnale che perviene all'altoparlante: nelle nostre misure si conseguiva una profondità di modulazione dell'85 per cento circa con una frequenza di modulazione di circa 0,3 Hz.

In figura 2 viene riportato l'oscillogramma del

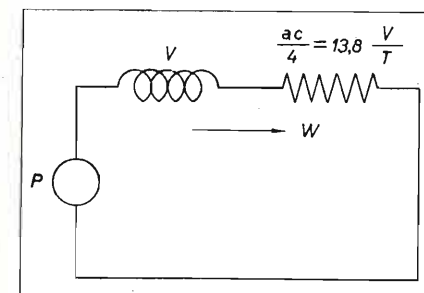



Fig. 1. — Circuito equivalente ad un ambiente riverberante.

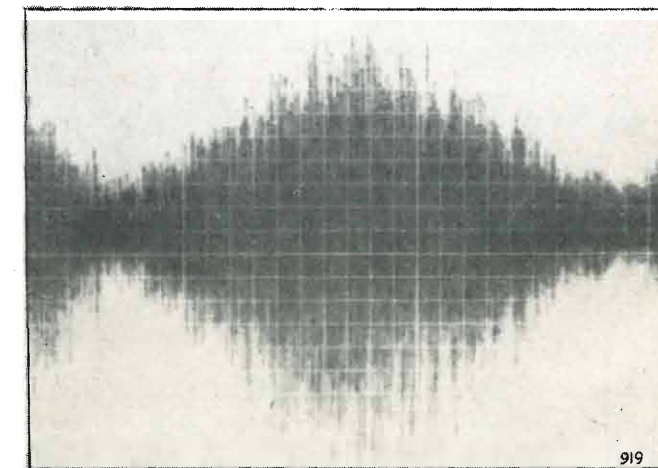



Fig. 2. — Suono bianco filtrato modulato in ampiezza.

(1) REBECCHINI S.: *La « coda sonora » negli ambienti chiusi e la sua determinazione sperimentale.* « Ricerche di ingegneria », XII, 1934, p. 178.

segnale microfonico quando all'altoparlante viene applicato un suono bianco modulato, filtrato a 1/3 di ottava sui 1000 Hz.

Affinchè la misura dia buoni risultati e risulti sufficientemente sensibile è necessario che per piccole variazioni del tempo di riverberazione si abbiano grandi variazioni di $h$.

In figura 3 viene riportato il diagramma che lega $h$ a $T$ secondo la relazione:

$$\left(\frac{h}{k}\right)^2 = \frac{1}{1 + 0{,}207\ (FT)^2}\ . \tag{5}$$

Per lavorare nel punto di massima pendenza deve aversi $FT = 1{,}55$: ed è appunto mettendoci in queste condizioni o in condizioni prossime che è possibile conseguire una misura notevolmente precisa.

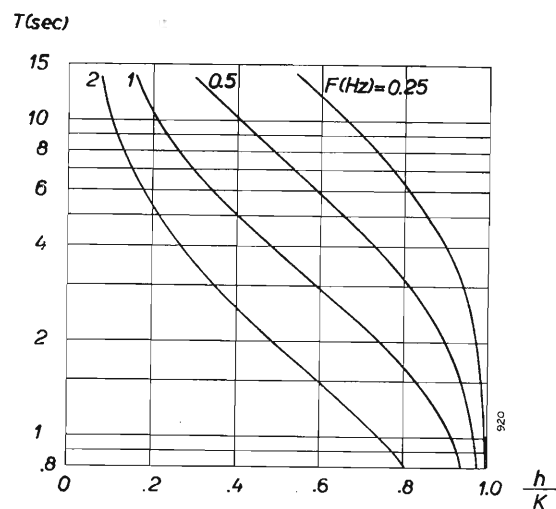
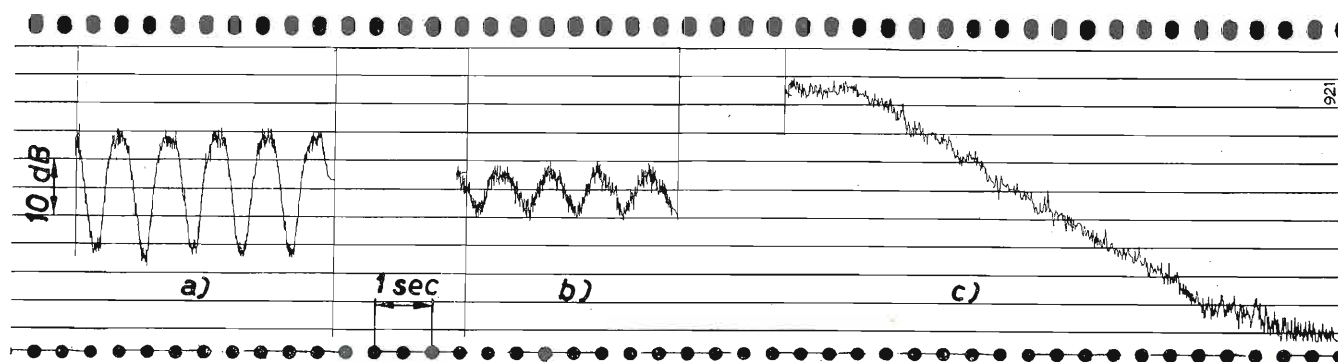



Fig. 3. — Tempo di riverberazione in funzione della profondità di modulazione al microfono, per varie frequenze di modulazione.

La misura si è eseguita tracciando con un registratore logaritmico a servo motore prima l'onda modulata all'altoparlante (e precisamente la tensione applicata alla bobina mobile dell'altoparlante); poi la tensione modulata al microfono.

Nei diagrammi di figura 4 viene riportato in *a*) la registrazione dell'onda modulata alla sorgente, in *b*) l'onda modulata al microfono ed in *c*) l'andamento della pressione dopo l'interruzione della sorgente, per la determinazione con il metodo usuale del tempo di riverberazione: questo per una banda di frequenza intorno ai 1000 Hz.

Per conseguire questa misura non è necessario ricorrere ad un registratore, ma è sufficiente poter disporre semplicemente di un fonometro, e di leggere durante le fasi del fenomeno i valori massimi e minimi di modulazione.

Questo metodo si dimostra realmente pratico e comodo, e dai dati che riporteremo fra poco, anche notevolmente esatto. Per eseguire la misura è sufficiente alimentare l'altoparlante attraverso un magnetofono o un giradischi, quando si abbia il nastro magnetico o il disco previamente incisi con il segnale desiderato, e precisamente un suono bianco filtrato e modulato con una ben determinata profondità di modulazione. L'apparecchiatura globale è di dimensioni molto ridotte, facilmente trasportabile e consente un controllo delle proprietà acustiche di un locale con mezzi quanto mai semplici e rapidi.

Si può anche ottenere una registrazione continua della profondità di modulazione, quantità strettamente legata al tempo di riverberazione.

Con queste modalità si misurano in dB i valori massimi e minimi dell'onda modulata. Dallo scarto in dB tra questi valori si può passare alla profondità di modulazione $k$, ricordando che: il valor massimo è dato da:

$$10 \log P\ (1 + k) \quad \text{dB}$$

quello minimo da:

$$10 \log P\ (1 - k) \quad \text{dB}$$

e la differenza $\Delta$ da:

$$\Delta = 10 \log \frac{1 + k}{1 - k} \quad \text{dB}\ . \tag{6}$$

Nel diagramma di figura 5 si possono dedurre i valori della profondità di modulazione $k$ dalla conoscenza della differenza in dB tra i livelli massimi e minimi di modulazione.

A titolo di esempio si riporta in figura 6 il risultato di una misura di tempo di riverberazione eseguita nella camera riverberante dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale di Torino.

Il diagramma a linea piena dà indicazione del tempo di riverberazione misurato con il metodo usuale della decrescenza del suono. I punti neri segnati sono quelli trovati sperimentalmente con il metodo della profondità di modulazione. I cerchietti sono ottenuti come si dirà fra poco. La linea tratteggiata segna l'andamento che si è rilevato della profondità di modulazione al microfono essendo costante ed eguale a 0,85

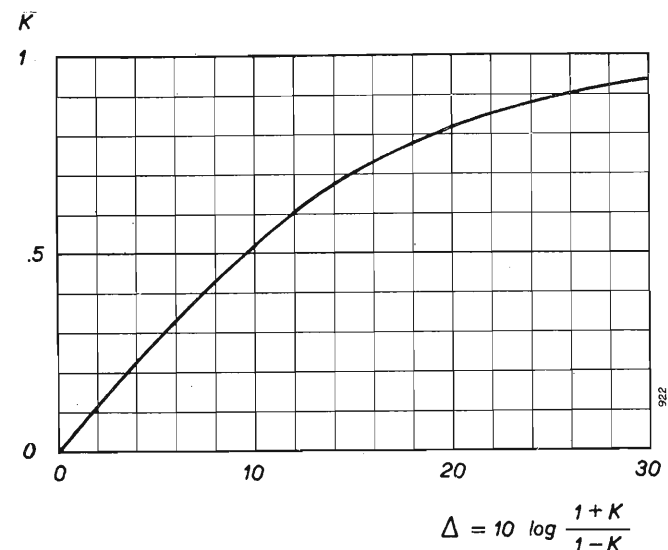
Fig. 4. — Registrazione di onde modulate: *a*) alla sorgente; *b*) al microfono; *c*) estinzione del suono nell'ambiente.



Fig. 5. — Profondità di modulazione in funzione della differenza di livello fra massimo e minimo livello di pressione.

la profondità di modulazione alla sorgente. Si può osservare da questo diagramma il risultato veramente soddisfacente data la natura della misura, che è stata eseguita, con risultati concordanti, sia attraverso una registrazione sia direttamente con un fonometro.

Un'altra conseguenza del paragone fra comportamento acustico di un ambiente e schema equivalente di figura 1 è quella, messa in particolare evidenza nel citato lavoro del Rebecchini, dello sfasamento nell'inviluppo di modulazione fra tensione alla sorgente e tensione al microfono.

Detto $\varphi$ questo sfasamento, dalla relazione fondamentale che indica il comportamento di un'onda modulata nell'ambiente si ha:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi FV}{ac/4} = \left(\frac{2\pi\, 4}{0{,}162\ c}\right) FT = 0{,}452\ FT \tag{7}$$

di qui la misura del tempo di riverberazione:

$$T = 2{,}22\ \frac{\operatorname{tg} \varphi}{F}\ . \tag{8}$$

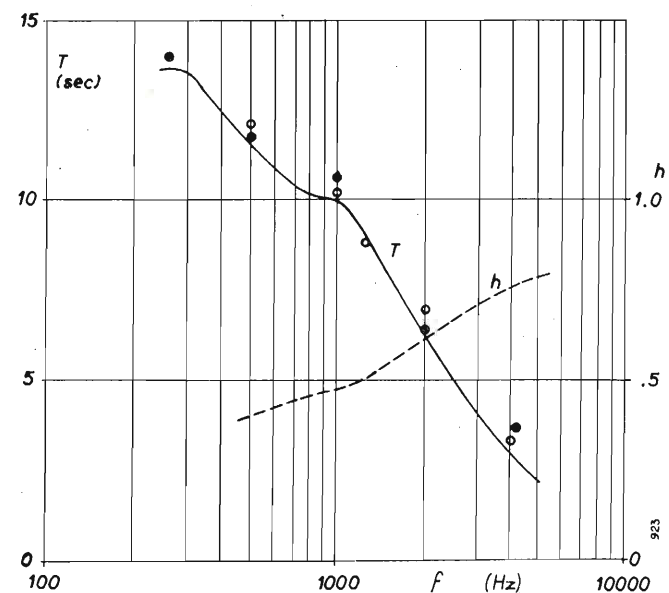



Fig. 6. — Tempo di riverberazione rilevato con diversi metodi, e profondità $h$ di modulazione in funzione della frequenza.

Per la misura di questo sfasamento sono stati tentati diversi sistemi e si è ritenuto più conveniente ricorrere alla contemporanea registrazione dell'onda modulata alla sorgente e dell'onda modulata al microfono su due registratori e misurando per via grafica lo sfasamento, avvalendosi di opportuni segni di riferimento tracciati contemporaneamente sui due grafici.

In questo caso la misura è meno agevole e meno precisa che con il metodo precedente, tuttavia si sono conseguiti buoni risultati, i quali vengono riportati nella tabella seguente.

| freq. modulata | $\varphi$ | tg $\varphi$ | $T$ |
|---|---|---|---|
| 500 Hz | 62°,5 | 1,92 | 12 sec |
| 1000 Hz | 52°,5 | 1,25 | 8,1 sec |
| 2000 Hz | 47°,5 | 1,09 | 7 sec |
| 4000 Hz | 27°,5 | 0,52 | 3,4 sec |

Questi punti sono segnati con cerchi vuoti nel diagramma di figura 6.

La considerazione di uno schema equivalente per indagare sul comportamento acustico di un semplice ambiente può venire estesa al comportamento di due ambienti accoppiati, separati da un tramezzo isolante.

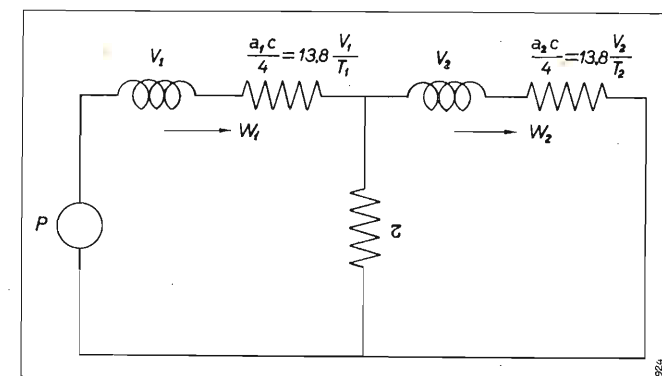



Fig. 7. — Circuito equivalente a due ambienti isolati fra loro.

Lo schema equivalente di questi due ambienti è quello indicato in figura 7; le proprietà del tramezzo isolante sono sintetizzate da una resistenza $\tau$ la quale per isolamenti molto deboli assume un valore elevato e viceversa assume un valore ridotto per alti valori dell'isolamento.

La legittimità di tale schema risulta ad esempio dalle considerazioni di Eyring sul tempo di riverberazione in ambienti accoppiati (2).

Con le notazioni di figura 7 si hanno le equazioni che ci consentono di esaminare il comportamento acustico di questo sistema:

$$\begin{cases} P = V_1 \left[\dfrac{dW_1}{dt} + \left(\dfrac{13{,}8}{T_1} + \tau\right) W_1\right] - \tau W_2 \\ 0 = -\tau W_1 + V_2 \left[\dfrac{dW_2}{dt} + \left(\dfrac{13{,}8}{T_2} + \tau\right) W_2\right]. \end{cases} \tag{9}$$

Ricerchiamo dapprima l'espressione dell'isolamento come definito nel modo usuale: si suppone $P$

(2) Eyring C. F.: *Reverberation time Measurements in coupled Rooms* « J.A.S.A. », III, 1931, p. 181.

continua, e l'isolamento $I$ definito da: $10 \log \frac{W_2}{W_1}$ in dB è dato da:

$$[10] \qquad I = -10 \log \left[ 1 + \frac{V_2 \cdot 13{,}8\, \tau}{T_2} \right] \text{ dB} .$$

Applichiamo ora alla sorgente una tensione modulata, con profondità di modulazione $k$, come nel caso precedente. Nell'ambiente disturbante avremo una tensione microfonico-modulata con profondità $h_1$ e nell'ambiente disturbato una tensione microfonico-modulata con profondità $h_2$.

Svolgendo alcuni semplici calcoli si perviene alla seguente relazione:

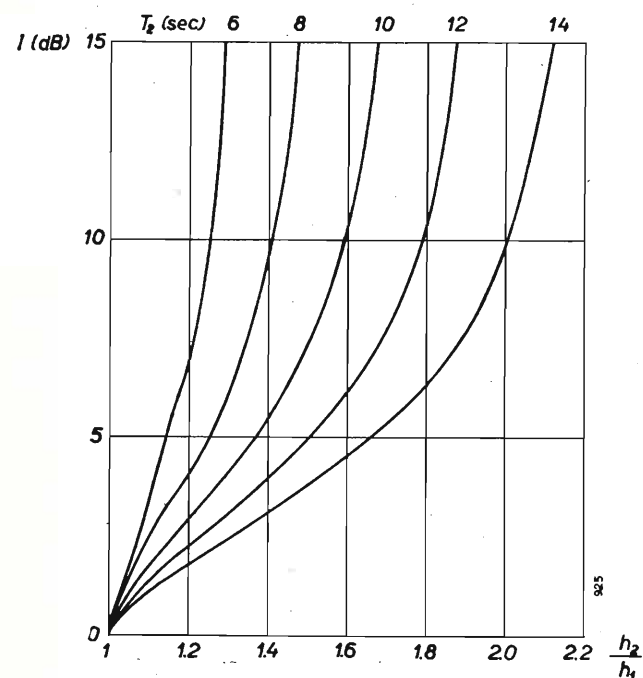
$$[11] \qquad \left(\frac{h_1}{h_2}\right)^2 = 1 + \left[ \frac{2\,\pi F\, V_2}{\left(\frac{13{,}8\, V_2}{T_2}\right) + \tau} \right]^2 .$$

Ricordando l'espressione che ci dà l'isolamento $I$, eliminando $\tau$ dalla [10] e dalla [11], si perviene ad una relazione che lega l'isolamento al rapporto fra le profondità di modulazione $h_1$ e $h_2$:

$$[12] \quad I = 10 \log \left[ 1 - \frac{13{,}8}{2\,\pi F\, T_2} \sqrt{\left(\frac{h_1}{h_2}\right)^2 - 1} \right] \text{ dB}$$

e anche:

$$[13] \qquad \frac{h_1}{h_2} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\,\pi F\, T_2}{13{,}8}\right)^2 (1 - 10^{I/10})^2} .$$

Ricordando l'espressione del tempo di riverberazione si può esprimere la $I$ anche con la relazione seguente:

$$[14] \qquad I = 10 \log \left[ 1 - \sqrt{\frac{(h_1/h_2)^2 - 1}{(k/h_2)^2 - 1}} \right] \text{ dB} .$$

Nel diagramma di figura 8 è dato l'isolamento in dB in funzione del rapporto delle profondità di modulazione per alcuni valori del tempo di riverberazione nel secondo ambiente, per una frequenza di modulazione di 0,3 Hz.

Dalle formule che si sono ricavate si può notare che l'isolamento non è funzione del volume dei due ambienti, ma solo del tempo di riverberazione del secondo.

Si può rilevare un'altra particolarità: la misura si può conseguire con due microfoni non tarati posti nell'ambiente disturbante e in quello disturbato, purchè si tratti di microfoni a risposta lineare con l'ampiezza.

Si sono eseguiti alcuni rilievi che hanno dimostrato una possibile applicazione di questo metodo di misura, il quale peraltro si presenta assai meno preciso del metodo usuale, e comunque adatto per isolamenti molto modesti.

Può essere interessante una indagine su ambienti accoppiati, quali la platea e la galleria di una sala di spettacolo, nei quali si può indagare agevolmente misurando al fonometro la profondità di modulazione nei vari punti dell'ambiente stesso.

Notiamo infine che il metodo dello sfasamento può essere adottato anche per la misura dell'isolamento: detto $\psi$ lo sfasamento fra l'onda modulata nell'ambiente disturbante e l'onda modulata nell'ambiente disturbato, si perviene alla seguente relazione:

$$[15] \qquad \operatorname{tg} \psi = \frac{2\,\pi\, F T_2}{13{,}8} [1 - 10^{I/10}] ;$$

$$I = 10 \log \left[ 1 - \frac{13{,}8 \operatorname{tg} \psi}{2\,\pi\, F T_2} \right] \text{ dB}$$

si ha pure:

$$[16] \qquad \frac{h_1}{h_2} = \frac{1}{\cos \psi} .$$

La misura dell'isolamento attraverso determinazioni di sfasamento è piuttosto critica, tenuto conto della scarsa approssimazione colla quale necessariamente si leggono gli angoli di fase: tuttavia colla scelta della frequenza di modulazione più conveniente si possono ottenere risultati con una discreta approssimazione. Questo metodo, che si presenta interessante dal punto di vista concettuale come estensione del metodo Rebecchini, nel caso dell'isolamento, è di applicazione alquanto limitata.

Come conclusione possiamo ricordare che questi metodi possono effettivamente trovare una vantaggiosa applicazione nel caso di misure di tempo di riverberazione. Questa indagine sarà estesa allo studio del comportamento acustico di ambienti su modelli in scala ridotta, quando la possibilità di avere una più elevata frequenza di modulazione consentirà una apparecchiatura totalmente elettronica, con vantaggi di duttilità che in tal modo si possono conseguire.

(184)

Fig. 8. — Isolamento in funzione dei rapporti di profondità di modulazione per vari valori del tempo di riverberazione dell'ambiente isolato.



# TRASMETTITORI RADIOFONICI NON SORVEGLIATI

DOTT. ING. OSCAR TIETZ

*SOMMARIO - Dopo aver ricordato il principio di funzionamento dei trasmettitori non sorvegliati per radiofonia, studiati dalla Marconi, ci si sofferma particolarmente su un tipo di media potenza recentemente costruito ed installato per la rete della Radio-Televisione Italiana (RAI).*

## 1. Introduzione.

È compito precipuo della tecnica ottenere conversioni di energia coi più alti rendimenti pratici possibili, senza perdere di vista i rendimenti economici, e nel computo di questi ultimi — certamente i più importanti — può, in qualche caso, incidere con peso non indifferente il costo del personale addetto alla sorveglianza continuativa delle apparecchiature destinate ad uno specifico tipo di conversione di energia.

Questo caso si presenta nell'esercizio di stazioni emittenti di radiodiffusione di media e piccola potenza: le crescenti esigenze degli abbonati, non solo nei riguardi dei programmi, ma soprattutto nei riguardi della qualità delle ricezioni, la necessità di servire sempre meglio aree non ancora ben servite, sia per la distanza da centri emittenti di notevole potenza, sia per peculiari caratteristiche di propagazione nell'interno di quell'area, consigliano l'impiego di trasmettitori di piccola e media potenza sincronizzati e da installarsi nelle aree « povere di campo ».

Sorge quindi il problema del maggior costo di esercizio generale, maggior costo che non potrebbe essere sanato dall'incremento del numero degli abbonati relativo a quella determinata zona, ma che sicuramente, in concomitanza con quell'incremento, potrebbe essere sanato dal minor costo di esercizio di una stazione non sorvegliata, rispetto a quello di una normalmente sorvegliata.

È ovvio che il costo di installazione di una stazione non sorvegliata sarà maggiore — a parità di potenza — di quella di una normalmente sorvegliata; ma qualora si consideri che per la sorveglianza di un programma di emissione della durata di 14÷16 ore giornaliere occorrono per lo meno quattro tecnici, risulterà evidente che riducendo questi quattro tecnici ad uno solo per la sola manutenzione e per l'amministrazione tecnica dell'impianto, il maggior costo potrà essere ammortizzato in un brevissimo lasso di tempo. Si calcola che per un solo trasmettitore da 2 kW il maggior costo di primo impianto possa essere ricuperato in meno di un anno e che per un'installazione più completa, comprendente tre impianti da 2 kW atti a svolgere i tre programmi, tale periodo non superi i due anni.

Indipendentemente dalla necessità di servire meglio, coll'impiego di trasmettitori non sorvegliati di piccola o media potenza, aree prima poveramente servite, il problema della riduzione dell'aliquota dei costi di esercizio inerente al personale tecnico, come di qualsiasi altro personale, è un problema sempre attuale in ogni campo, ed ha portato alla realizzazione di trasmettitori non sorvegliati di piccola, media e grande potenza, assicurando così alla media degli abbonati, migliori prestazioni a parità di onere.

È questo un secondo compito della tecnica, concomitante e non meno importante di quello accennato all'inizio di questo paragrafo.

## 2. Impianti non sorvegliati.

Le caratteristiche generali cui devono soddisfare impianti non sorvegliati possono essere riassunte nei seguenti punti:

— la potenza nominale in antenna deve essere ottenuta col parallelo di due o tre trasmettitori identici, pilotati da un comune pilota.

Non sarebbe difatti tollerabile che per l'andata fuori servizio di un trasmettitore venisse a mancare completamente il programma fino all'intervento di un tecnico per l'eliminazione della causa del disfunzionamento;

— la condizione precedente porta all'adozione di un conveniente dispositivo atto ad effettuare il parallelo dei due o tre trasmettitori e tale che, se uno o due trasmettitori vanno fuori servizio, quelli rimasti in servizio continuino a funzionare correttamente sul loro carico nominale, senza risentire alcuna alterazione in una qualsiasi delle loro caratteristiche in conseguenza del mancato funzionamento di uno o due membri del parallelo.

Il circuito atto ad eseguire il parallelo e a mantenerne la correttezza in ogni condizione può essere sia di un tipo puramente statico, sia una combinazione di un tipo statico con un tipo elettromeccanico.

La necessità di soddisfare a queste due indispensabili ed evidenti condizioni è la causa predominante del maggior costo di prima installazione di una stazione non sorvegliata rispetto a quello di una regolarmente sorvegliata;

— ogni trasmettitore del parallelo deve essere dotato di un sistema di protezione contro sovraccarichi istantanei o permanenti negli stadi di R.F. e di B.F., colla essenziale caratteristica che il sistema deve poter distinguere i sovraccarichi permanenti da quelli istantanei, e rimettere in servizio il trasmettitore nel caso di sovraccarichi istantanei;

— oltre che ai circuiti di protezione sopra descritti, che insieme con un'adeguata disposizione di fusibili sono atti a proteggere il trasmettitore da inconvenienti di una certa gravità, ogni trasmettitore deve essere

dotato di un monitore che ne controlli in ogni istante le caratteristiche di funzionamento, quasi in un collaudo continuo, e tale da mettere fuori servizio il trasmettitore non appena le deviazioni dalle caratteristiche normali superino certi limiti che implicherebbero condizioni di funzionamento non più tollerabili per la sicurezza del servizio e per la qualità dell'emissione, limiti a loro volta preregolabili sul monitore stesso;

— infine ogni trasmettitore deve raggiungere la sua potenza nominale col minor numero di stadi possibile e conseguentemente impiegare il minor numero di tubi possibile, che a loro volta devono essere di sicuro e provato funzionamento, di lunga durata ed azionati con una dissipazione permanente minore di quella normalmente consentita. Per le loro peculiari caratteristiche al momento della messa in servizio e per le irregolari anomalie alla fine della loro vita sono da escludere dall'impiego le valvole raddrizzatrici a vapori di mercurio. Inoltre i componenti devono essere proporzionati con coefficienti di sicurezza maggiori degli usuali e raggiungere conseguentemente temperature di esercizio inferiori alle normali.

Una « tropicalizzazione » integrale degli elementi servirà a ritardare, ma soprattutto a diradare, le cause certamente immancabili di disfunzionamento.

Restano da precisare due punti: il numero dei trasmettitori da mettere in parallelo per ottenere una determinata potenza in aereo ed il tipo di circuito da adottarsi per il loro corretto e stabile parallelo.

Dalle considerazioni precedentemente svolte e da altre relative alla potenza irradiata in caso di disfunzionalità e al costo di primo impianto, che saranno svolte in seguito, si ritiene che:

— per impianto non sorvegliato di piccola e media potenza ($< 5 \div 10$ kW) convenga ottenere la potenza prestabilita in aereo con tre trasmettitori in parallelo e con un'apparecchiatura di parallelo puramente statica:

— per impianti non sorvegliati di potenza maggiore di 10 kW convenga il parallelo di due soli trasmettitori con un'apparecchiatura di parallelo del tipo misto statico a elettromeccanico.

### 3. Parallelo di due trasmettitori.

Nel caso di trasmettitori in parallelo non sorvegliati è necessario predisporre il parallelo con apparecchiature e circuiti tali che il mancato funzionamento di un trasmettitore non alteri in alcun modo il funzionamento dei trasmettitori rimasti in servizio; e si è detto che all'uopo si possono impiegare dispositivi puramente statici, oppure una combinazione di un dispositivo statico con uno elettromeccanico.

Si analizza qui di seguito un dispositivo puramente statico per il parallelo di due trasmettitori.

I trasmettitori sono regolati per fornire ciascuno due tensioni $V$ di uguale ampiezza e fase su un carico resistivo $R$: in tali condizioni i due trasmettitori potrebbero senz'altro venir collegati in parallelo su un carico $R/2$. Si supponga di non aver a disposizione un carico $R/2$, bensì un carico $r/2$, con $r > R$, il che equivale a dire che ogni trasmettitore predisposto per funzionare su un carico $R$, dovrà essere fatto funzionare su un carico $r$. Ciò è senz'altro possibile qualora si colleghi il carico $r$ al trasmettitore col circuito di

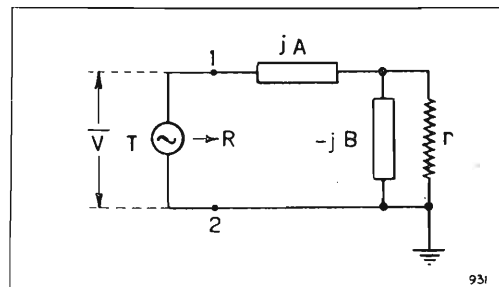



Fig. 1.

figura 1, con $A$ e $B$ positivi ed alla sola condizione che $r > R$.

Si trova immediatamente che l'impedenza fra i punti 1 e 2 è ohmica pura e di valore $R$ se:

$$A = \omega L = R \sqrt{\frac{r - R}{R}}, \text{ e se}$$

$$B = \frac{1}{\omega C} = r \sqrt{\frac{R}{r - R}}.$$

Il circuito di ogni trasmettitore sarà quindi quello di figura 2, che per evidenti ragioni di simmetria è equivalente a quello della figura 3.

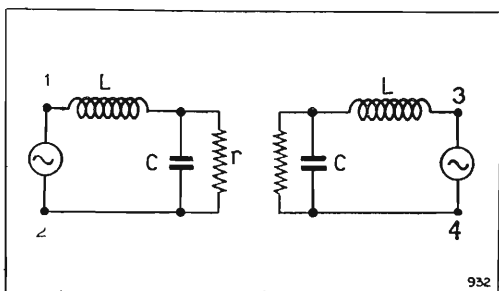



Fig. 2.

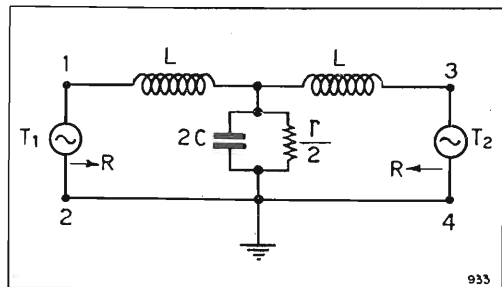



Fig. 3.

I morsetti 1 e 3, essendo in ogni istante equipotenziali rispetto a terra, possono essere collegati fra di loro con una qualsiasi impedenza (anche con una sbarra di corto circuito) senza che per tale fatto venga alterato per nulla il comportamento dei trasmettitori e del circuito, finchè ciascun trasmettitore funziona regolarmente (fig. 4).

Vada ora fuori servizio un trasmettitore, ad esempio $T_2$ e per tale fatto si manifesti ai morsetti 3 e 4 un'impedenza complessa $a + j\,b$ (in effetti $a$ è trascurabile e l'impedenza sarà solamente reattiva).

Ne consegue che il trasmettitore rimasto in servizio erogherà sul circuito della figura 5 in cui tutti gli elementi sono dati o sono stati calcolati tranne $\boldsymbol{Z} = x + j\,y$.

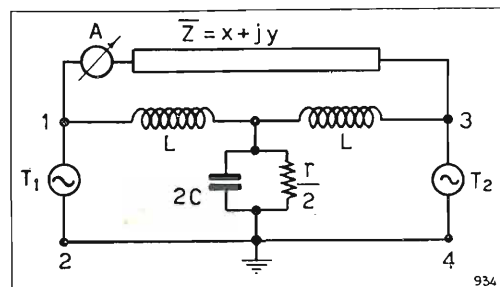



Fig. 4.

Si tratta ora di determinare $\boldsymbol{Z} = z_1$ in modo tale che nelle condizioni di figura 5 l'impedenza $a + j\,b$ non sia percorsa da corrente (in tal modo il trasmettitore $T_1$ non avrà alcuna influenza sul trasmettitore $T_2$ spento, il che equivale a dire che il trasmettitore $T_2$, mentre da solo e spento presenta un'impedenza finita ai suoi morsetti d'uscita, rappresenta, nei riguardi di $T_1$ e collegato come in figura 5, un'impedenza infinita), e che contemporaneamente l'impedenza fra i punti 1 e 2 sia puramente ohmica e di valore $R$.

Essendo dati e non più a nostra disposizione i valori delle impedenze $z_2$, $z_4$ e $z_5$ (fig. 5), le condizioni di annullamento della corrente nel lato $z_3 = a + j\,b$ (il circuito anodico del trasmettitore fuori servizio) coincidono con quello dell'annullamento della corrente in un lato di un ponte di Wheatstone.

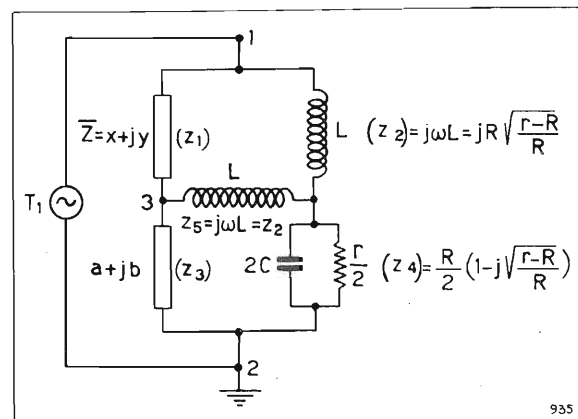



Fig. 5.

Nel caso della figura 5 esse sono:

$$\boldsymbol{Z} = x + j\,y = z_1 = -\frac{1}{z_4}(z_2 z_4 + z_2 z_5 + z_4 z_5).$$

Sostituendo in tale espressione i valori della figura 5 si ottiene:

$$\boldsymbol{Z} = x + j\,y = 2\,\frac{R}{r}(r - R) - 2\,j\,\frac{R^2}{r}\sqrt{\frac{r - R}{R}}.$$

L'impedenza $\boldsymbol{Z}$ deve essere costituita da un resistore di valore

$$\rho = 2\,\frac{R}{r}(r - R),$$

con in serie un condensatore di capacità

$$\gamma = \frac{r}{2\omega R^2}\sqrt{\frac{R}{r - R}}.$$

Il valore dell'impedenza $\boldsymbol{Z}$ che rende nulla la corrente nell'impedenza $z_3$ rende contemporaneamente ohmica e di valore $R$ l'impedenza fra i punti 1 e 2 su cui è chiuso il trasmettitore rimasto in servizio. Difatti, essendo ormai nulla la corrente nell'impedenza $z_3$, il punto 3 si trova a potenziale nullo rispetto a terra e tutta la tensione del trasmettitore $T_1$ si manifesta ai capi dell'impedenza $\boldsymbol{Z} = x + j\,y$. In tali condizioni lo schema della figura 5 è equivalente a quello della figura 6.

Qualora si calcoli l'impedenza che il circuito di figura 6 presenta tra i punti 1 e 2, coi valori dei componenti indicati in figura 5, e ponendo per $\boldsymbol{Z}$ il valore testè trovato, risulterà immediatamente che l'impedenza fra i punti 1 e 2 è puramente ohmica ed eguale a $R$.

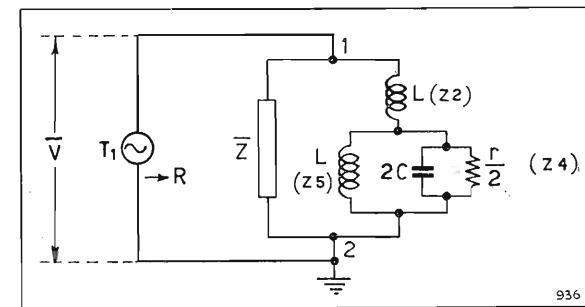



Fig. 6.

Il modulo dell'impedenza $\boldsymbol{Z}$ è

$$2\,R\sqrt{\frac{r - R}{r}}$$

il modulo della corrente che la percorre è

$$\frac{V}{2\,R}\sqrt{\frac{r}{r - R}};$$

e quindi la potenza in essa dissipata è $\dfrac{V^2}{2R}$, metà di quella fornita dal trasmettitore rimasto in servizio. L'altra metà è ovviamente fornita all'alimentatore d'aereo di impedenza $r/2$.

Si può quindi concludere che il circuito analizzato risolve il problema proposto dal parallelo di due trasmettitori non sorvegliati senza l'impiego di organi elettromeccanici; in ogni evenienza ciascun trasmettitore funziona correttamente sul proprio carico e non ci sono periodi di transizione quando uno dei due viene a mancare dal parallelo o viene rimesso in parallelo. Unica condizione è quella che i due trasmettitori siano eguali e forniscano tensioni uguali e in concordanza di fase.

Si ha però il grave inconveniente che in caso di assenza dal parallelo di un trasmettitore la potenza in aereo si riduce a 1/4 di quella nominale della stazione, con un'attenuazione di 6 dB nell'intensità del campo a disposizione dell'utente.

Sembra questo un prezzo troppo alto, per quanto corretto possa essere il sistema di parallelo adottato; e per ovviare a tale eccessiva perdita di potenza utile conviene adoperare un dispositivo di parallelo misto statico ed elettromeccanico.

In tal caso si fa $r = 2\,R$ di modo che l'impedenza dell'alimentatore di aereo sarà $r/2 = R$, uguale a quella di un trasmettitore.

Lo schema che si utilizza è indicato in figura 7.

Funzionando regolarmente i due trasmettitori, i coltelli A B e C sono nella posizione indicata in figura.

La mancanza dal parallelo del trasmettitore $T_2$ fa azionare i coltelli A e C, in modo che il trasmettitore $T_1$ viene a trovarsi chiuso direttamente sul carico $R$ dell'alimentatore; la mancanza dal parallelo di $T_1$ fa azionare i coltelli B e C ed è $T_2$ che viene collegato direttamente all'alimentatore.

Nel caso della figura 7 in cui è supposto $r = 2\,R$ i valori dei componenti elettrici sono i seguenti:

$$\omega L = \rho = \frac{1}{\omega \gamma} = \frac{1}{2\,\omega C} = R\,.$$

Ovviamente l'amperometro A è l'indicatore di fase

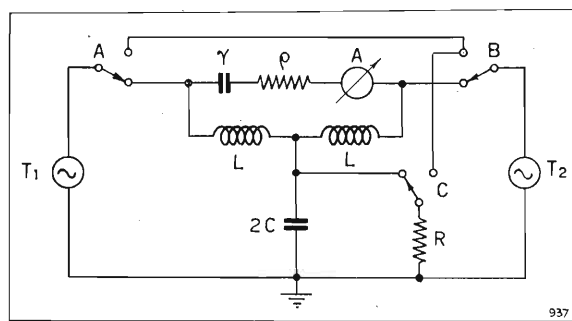



Fig. 7.

e di ampiezza dei due trasmettitori quand'essi funzionano regolarmente, diventa un misuratore della potenza dissipata nella resistenza $\rho$ quando uno dei trasmettitori manca dal parallelo.

## 4. Parallelo di tre trasmettitori.

Il caso del parallelo di tre trasmettitori non sorvegliati è del tutto analogo a quello del parallelo di due trasmettitori, a parte una maggior complessità formale.

Si suppone dapprima anche in questo caso che l'impedenza caratteristica dell'adattatore d'aereo non sia $R/3$ ma $r/3$ con $r > R$ e conseguentemente si collegano i tre trasmettitori come in figura 8, in

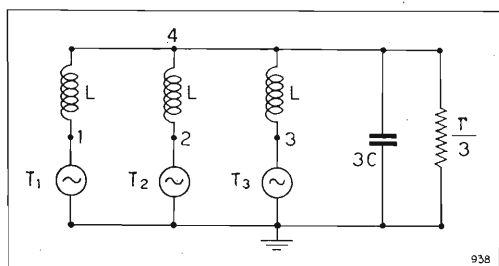



Fig. 8.

cui $L$ e $C$ hanno i valori precedentemente calcolati secondo le formule:

$$\omega L = R \sqrt{\frac{r - R}{R}}\,, \quad \frac{1}{\omega C} = r \sqrt{\frac{R}{r - R}}\,.$$

I morsetti 1, 2 e 3, essendo equipotenziali ed equifasi, si possono collegare comunque fra di loro come in figura 9.

Se un trasmettitore, ad esempio $T_1$, va fuori servizio e per tale fatto si manifesta ai suoi capi un'impedenza $a + j\,b$, allora, poichè l'impedenza derivata

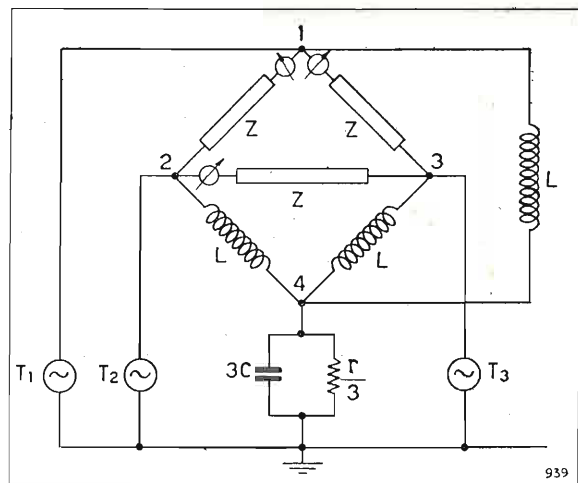



Fig. 9.

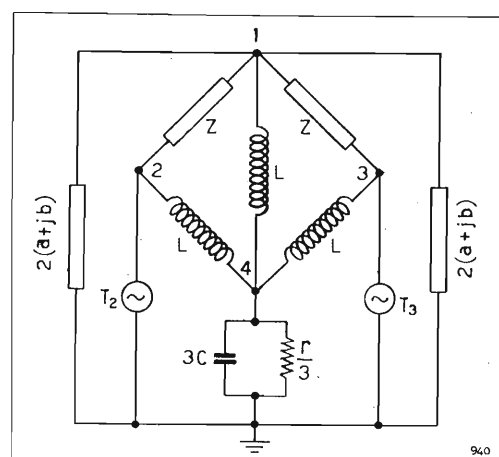



Fig. 10.

fra i morsetti 2 e 3 non è percorsa da corrente, il circuito della figura 9 si trasforma in quello della figura 10, a sua volta equivalente a quello della figura 11, in cui i ponti fra i punti 1 e 1 e 4 e 4 non sono necessari, perchè i punti sono e devono essere equipotenziali.

A parte i soli coefficienti numerici di alcuni componenti, il circuito della figura 11 su cui risulta chiuso ciascun trasmettitore, coincide col circuito della figura 5, già considerato nel caso del parallelo di due trasmettitori.

Nel caso della figura 11 affinchè le due impedenze

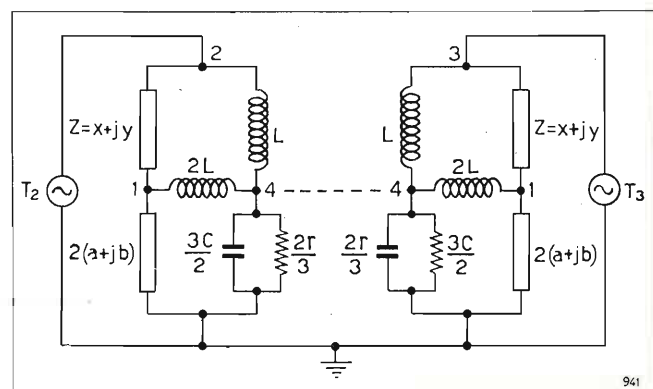



Fig. 11.



$2\,(a + j\,b)$ non siano percorse da corrente, è necessario che sia

$$\boldsymbol{Z} = x + j\,y = 3\,\frac{R}{r}\,(r - R) - 3\,j\,\frac{R^2}{r}\sqrt{\frac{r - R}{R}}\,,$$

cioè che l'impedenza $\boldsymbol{Z}$ sia costituita dalla serie di un resistore di valore

$$\rho = \frac{3\,R}{r}\,(r - R)\,,$$

con un condensatore di capacità

$$\gamma = \frac{r}{3\,\omega R^2}\sqrt{\frac{R}{r - R}}\,.$$

È facile verificare che i valori qui ottenuti per $\boldsymbol{Z}$ che annullano la corrente nel circuito anodico del trasmettitore fuori servizio rendono anche puramente ohmico e di valore $R$ il carico dei trasmettitori rimasti in servizio. Difatti, essendo nulla la corrente nel lato $2\,(a + j\,b)$, ciascun trasmettitore del circuito di figura 11 si trova ad alimentare il circuito della figura 12.

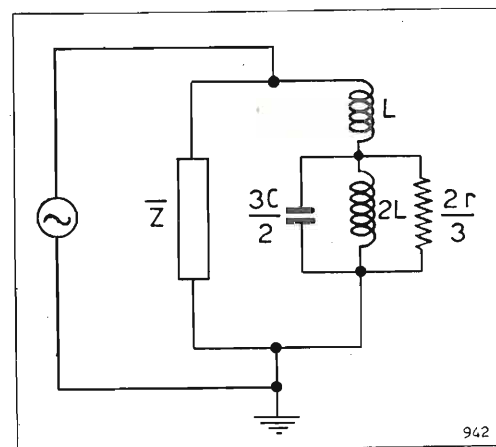



Fig. 12.

Coi valori ormai noti di $C\,L$ e $\boldsymbol{Z}$, l'impedenza del circuito di figura 12 è puramente ohmica ed uguale a $R$. Ai capi dell'impedenza $\boldsymbol{Z}$ si manifesta tutta la tensione del trasmettitore. Il modulo dell'impedenza $\boldsymbol{Z}$ è

$$3\,R\,\frac{r - R}{r}\,;$$

vi circola quindi una corrente

$$\frac{V}{3\,R}\,\frac{r}{r - R}\,;$$

e la potenza dissipata nel resistore $\rho$ vale:

$$\frac{V^2}{3\,R}\,,$$

un terzo di quella che il trasmettitore può erogare, gli altri due terzi essendo forniti all'alimentatore d'aereo.

Si rimanda in appendice un accenno alla dimostrazione che se anche due trasmettitori escono contemporaneamente dal servizio, il valore della impedenza $\boldsymbol{Z}$ necessario per riadattare al suo carico $R$ il trasmettitore rimasto in servizio (qualunque dei tre esso sia) coincide con quello testè calcolato.

In conseguenza di ciò, regolata l'unità combinatrice per l'andata fuori servizio di un solo trasmettitore alla volta, la regolazione è valida anche per la contemporanea messa fuori servizio di due trasmettitori su tre, comunque abbinati.

Quando due trasmettitori siano fuori servizio, 2/3 della potenza disponibile del superstite trasmettitore sono dissipati in totale nelle resistenze $\rho$, 1/3 convogliato sull'alimentatore (vedi Appendice).

Se quindi ogni trasmettitore può fornire ad esempio 3 kW, si avranno 9 kW in aereo quando i tre trasmettitori funzionano in parallelo, 4 kW quando ne funzionano due (sui 6 kW disponibili) e 1 kW quando ne funziona uno solo. Le potenze stando fra loro come 9 : 4 : 1, i campi relativi saranno fra loro nelle proporzioni di 3 : 2 : 1. Il mancato parallelo di un primo trasmettitore produce un'attenuazione di campo di 3,5 dB, la successiva andata fuori servizio di un altro trasmettitore produce un'ulteriore attenuazione di 6 dB, per un totale di 9,5 dB.

Si ritiene non molto probabile il mancato contemporaneo parallelo di due trasmettitori e si ritiene accettabile un'attenuazione di campo di 3,5 dB per il mancato parallelo di un solo trasmettitore (nel caso del mancato parallelo di un trasmettitore su un totale di due, tale attenuazione si è visto essere 6 dB), e quindi si può concludere che il circuito indicato per il parallelo di tre trasmettitori — senza organi elettromeccanici di adattamento — soddisfi egregiamente allo scopo.

In definitiva è la presenza del terzo trasmettitore che assicura una perdita di soli 3,5 dB per il disfunzionamento di un solo trasmettitore. Evidenti considerazioni di costo non consigliano però l'impiego di tre trasmettitori in parallelo per elevate potenze, mentre tale impiego è consigliabile per stazioni di media e piccola potenza.

Nel caso pratico la regolazione del circuito dell'unità combinatrice non presenta difficoltà. Si ottengono sempre, se anche non rapidamente, 40 dB di attenuazione al morsetto d'aereo del trasmettitore fuori servizio.

I valori pratici coincidono con eccellente approssimazione con quelli teorici per $\rho$ e $\gamma$, con minore ma sempre accettabile approssimazione per $L$ e $C$. Ciò è dovuto al fatto che le tre induttanze devono essere schermate fra di loro per evitare dannosi accoppiamenti reciproci; le capacità verso gli schermi spostano leggermente dai teorici i valori di $L$ e $C$.

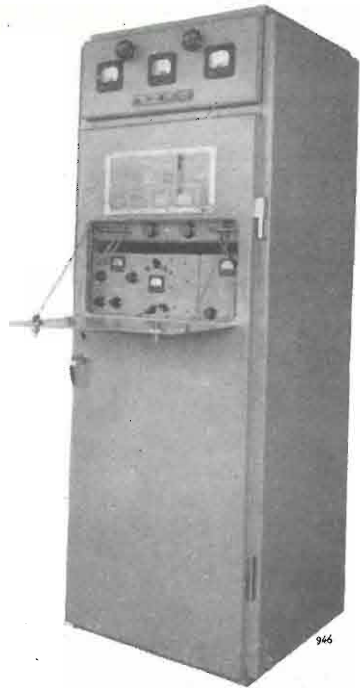
Un'attenuazione maggiore di 40 dB non sarebbe in ogni caso necessaria. E come in tutti i problemi di zero, piccole variazioni intorno ai valori ottimi trovati riducono molto il massimo dell'attenuazione raggiunta.

## 5. Impianto non sorvegliato da 2 kW.

Un impianto non sorvegliato da 2 kW è realizzato col parallelo di tre trasmettitori identici, ciascuno della potenza in onda portante di 700 watt, pilotati da un unico pilota sincronizzato, ed eroganti su un'unità che ne effettua il parallelo, del tipo puramente statico senza organi elettromeccanici di adattamento in caso di mancato parallelo, nella quale le tre singole potenze vengono sommate in un'unica potenza di 2,1 kW.

All'unità combinatrice segue un adattatore di carico, il cui scopo è quello di convogliare la potenza combinata su un normale alimentatore asimmetrico, oppure in un qualsiasi aereo di medie caratteristiche, generalmente impiegato negli impianti di radiodiffusione ad onde medie di piccola e media potenza.

Ogni trasmettitore — a parte il comune pilota — è un'unità completamente autonoma e potrebbe costituire coll'aggiunta di un adattatore d'antenna — un impianto emittente non sorvegliato da 700 watt.

L'impianto da 2 kW è costituito quindi da quattro pannelli del tipo ad armadio, di cui tre identici costi-

Trasmettitore da 700 kW.

tuiscono il trasmettitore e nel quarto trovano la loro sistemazione il circuito di parallelo, il circuito dell'adattatore di carico ed un compressore-limitatore di modulazione.

Sono quindi accentrati nel quarto pannello i soli organi comuni ai tre trasmettitori. Il pilota sincronizzato costituisce un pannello a sè ed è alloggiato in altro locale attiguo alle apparecchiature.

Le fotografie riprodotte rappresentano un trasmettitore non sorvegliato da 700 W; il complesso di tre trasmettitori in parallelo e dell'unità combinatrice per raggiungere una potenza di 2 kW e l'unità combinatrice adattatrice da sola.

### 6. Trasmettitore non sorvegliato da 700 watt.

È un normale trasmettitore radiofonico con due soli stadi di R.F. e quattro di B.F. impiegante in tutto 12 tubi di due tipi: 4 triodi Marconi B142 e 8 tetrodi 807. Nessun altro tubo è impiegato nell'impianto.

Fornendo il pilota che alimenta in parallelo i tre trasmettitori 9 watt su 80 ohm, l'impedenza di ingresso della catena di amplificazione di R.F. è dell'ordine di 240 ohm: 3 watt sono sufficienti ad eccitare lo stadio prefinale di R.F. con due tubi 807 in parallelo in classe C, azionati a 600 volt di tensione anodica con circuiti di griglia e di placca accordati ed accor-

Unità di parallelo e di adattamento.

dabili in tutta la gamma di servizio delle onde medie radiofoniche.

L'accordo dei circuiti di griglia e di placca di questo stadio è essenziale per ottenere un'accurata eguaglianza di fase fra i tre trasmettitori.

Lo stadio finale modulato di placca è costituito dal parallelo di due triodi Marconi B142, in Classe C, eroganti ciascuno 0,25 A di corrente media anodica a 2100 volt di tensione anodica e caricati su un circuito a $\pi$ con Q dell'ordine di 10.

Il circuito a $\pi$ adatta l'impedenza di carico dei due tubi (che nelle previste condizioni è di circa 1800 ohm) a quella di 300 ohm di uscita del trasmettitore. Si sviluppano su tale carico 470 volt efficaci di R.F. con una corrente di 1,54 A efficaci. Il rendimento dello stadio è del 67 $\div$ 68%, includendovi le perdite del circuito a $\pi$, ed ogni tubo dissipa circa 170 watt contro i 200 e più ammissibili.

La tensione di uscita di ogni singolo trasmettitore è accuratamente regolabile mediante ritocchi ai con-

Impianto completo da 2 kW.



densatori di sintonia e di accoppiamento del circuito a $\pi$ e, a parità di tensione di rete, essa mantiene il suo valore di 470 volt entro l'1%, per varie condizioni di temperature ambiente e per lunghi periodi di tempo.

La tensione di uscita in ogni trasmettitore è in opposizione di fase con quella fornita dal pilota, ed essendo lo stadio finale fortemente caricato ma con alto $Q$, è necessario provocare in essi discrete dissintonie per ottenersi discrete variazioni nella tensione di uscita, mentre nel contempo la fase subisce lievi variazioni.

Inversamente, essendo il circuito anodico e specialmente quello di griglia dello stadio prefinale caricati meno, in proporzione, di quanto non lo sia lo stadio finale, sono sufficienti lievi dissintonie di questi circuiti per ottenersi forti variazioni di fase nella tensione di uscita con minime variazioni di ampiezza.

Un voltmetro a valvola è lo strumento atto ad indicare l'uguaglianza delle ampiezze delle tensioni dei tre trasmettitori; l'uguaglianza delle fasi (e contemporaneamente delle ampiezze) è invece indicata da tre amperometri a R.F. collegati a triangolo nei punti di alimentazione dell'unità combinatrice. L'annullamento delle correnti nei tre amperometri accerta dell'uguaglianza delle fasi e delle ampiezze dei tre trasmettitori.

Mentre, come si è detto, l'uguaglianza delle ampiezze si ottiene rapidamente con lievi ritocchi agli organi di sintonia del circuito a $\pi$, quella delle fasi si raggiunge sicuramente, anche se con meno rapidità, con ritocchi alla sintonia del circuito anodico e specialmente a quello di griglia dello stadio prefinale: quest'ultimo essendo il meno caricato dei tre è il più sensibile alle variazioni di fase.

In generale, regolato ogni trasmettitore sul proprio carico di 300 ohm, ciascuno con scarti non superiori al 2% sulla tensione nominale di 470 volt, e collegati allora in parallelo i tre trasmettitori sull'unità combinatrice, la successiva uguaglianza di fase (se già non esistesse a priori così, con unità combinatrice previamente regolata) è ottenuta con ritocchi di pochi pF (su 500 totali) del condensatore di sintonia di griglia dello stadio prefinale.

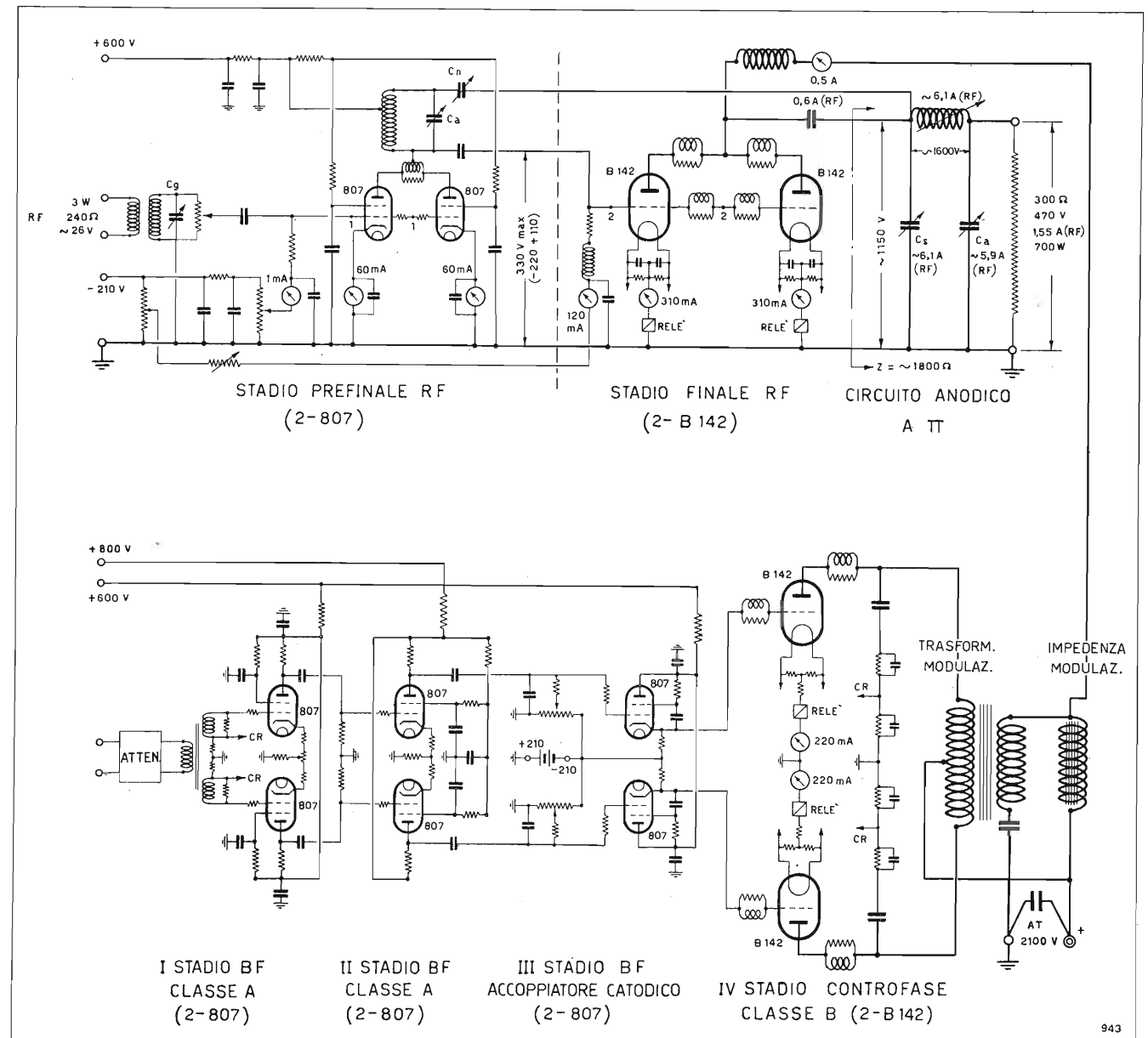



Fig. 13.

Le regolazioni per la massa in parallelo dei tre trasmettitori sull'unità combinatrice sono di natura analoga, ma concettualmente più semplici, di quelle per il parallelo di tre alternatori: infatti in questo caso deve essere verificata anche l'uguaglianza delle frequenze, verifica questa non necessaria nel caso dei tre trasmettitori.

Per quanto riguarda la parte di B.F. del trasmettitore, risulta dallo schema di figura 13 ch'essa è costituita da quattro stadi amplificatori di B.F.: il primo e secondo, ciascuno con due tubi 807 in opposizione, amplificatori a resistenza e capacità in classe A; il terzo, pure con due tubi 807 in opposizione in funzione di accoppiatori catodici in classe A; ed infine il quarto stadio, amplificatore finale di potenza in classe B con due triodi Marconi B142 in opposizione alimentati a 2100 V di tensione anodica ed accoppiati allo stadio finale di R.F. per mezzo del trasformatore e dell'impedenza di modulazione. La polarizzazione base di ciascun tubo dello stadio finale è regolata in funzione della corrente catodica base dei due tubi 807 dello stadio prefinale, la quale a sua volta, mediante due potenziometri indipendenti, è funzione della tensione di griglia dei due tubi.

Il complesso di B.F. permette la modulazione del 100% del trasmettitore con un segnale di ingresso di 0 dBm.

A 100% di modulazione i due tubi finali B142 erogano ciascuno 220 mA a 2100 volt di tensione continua e forniscono allo stadio finale 520 watt, con un rendimento complessivo, incluso quello del trasformatore di modulazione, del 56%.

Il picco di griglia necessario è di 130 ÷ 140 volt largamente fornito dallo stadio prefinale.

Le caratteristiche fondamentali del complesso di R.F. e di B.F. garantiscono la modulazione del 100% di una potenza di 700 watt, con una distorsione armonica non superiore al 3% al 90% di modulazione per tutte le frequenze comprese fra 50 e 10 000 Hz, con rumore di fondo dell'ordine di — 62 dB rispetto al livello del 90% di modulazione, e con una linearità di ± 1,5 dB rispetto alla frequenza di 1000 Hz per tutte le frequenze fra 50 e 10 000 Hz.

Al complesso della catena di amplificazione di B.F. è applicata una controreazione negativa dell'ordine di 18 dB.

Ottenute queste caratteristiche singolarmente su ciascuno dei tre trasmettitori, esse sono mantenute quando i trasmettitori sono in parallelo: un peggioramento di esse — e in qualche caso anche un miglioramento — è indizio di non perfetto parallelo.

Completano il trasmettitore tre alimentatori doppi trifasi ad ossidi, per l'alimentazione anodica a 2100 volt dei tubi B142, per l'alimentazione anodica e di schermo dei tubi 807 (600 volt) e per l'alimentazione di griglia (— 210 volt) di tutti i tubi.

Su un quadro di comando sono sistemati teleruttori, relè del tipo telefonico e relè termici nel vuoto per l'avviamento automatico condizionato locale o a distanza del trasmettitore e per la messa fuori servizio in caso di sovraccarichi istantanei o permanenti.

Il trasmettitore è alimentato con linea trifase 220 ÷ 250 V 50-60 Hz; al 100% di modulazione il consumo di potenza è di 10 kW con un fattore di potenza dell'ordine di 0,9.

Oltre alla linea di alimentazione l'impianto necessita della sola linea di modulazione, in quanto l'avviamento e l'arresto possono essere fatti da un sistema di orologeria.

## APPENDICE 1

Nel caso che due trasmettitori della figura 9 vadano contemporaneamente fuori servizio, il circuito si modifica in quello della figura 14, in cui i componenti sono tutti noti e per evidenti ragioni di simmetria l'impedenza $Z_3$ non è percorsa da corrente.

Affinchè non lo siano anche le impedenze $a + j\,b$ è necessario che i punti A e B siano in ogni istante a potenziale di terra, cioè che tutta la tensione del trasmettitore si manifesti agli estremi delle impedenze $Z_1$ e $Z_2$, essendo a loro volta uguali fra loro ed in opposizione di fase le tensioni fra A (o B) e 2 e fra 2 e massa.

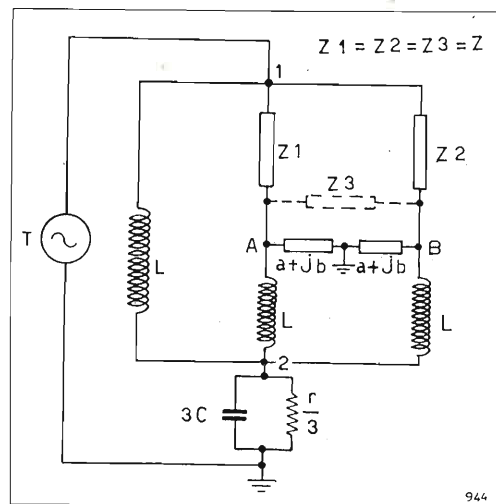



Fig. 14.

Ciò è facilmente dimostrabile qualora si considerino infinite le impedenze $a + j\,b$.

In tal caso, coi valori già noti per tutti gli elementi del circuito, risulta che l'impedenza del circuito fra 1 e massa è puramente ohmica ed uguale ad $R$ e che tutta la tensione del trasmettitore si manifesta agli estremi dell'impedenza $Z_1$ e $Z_2$.

Qualsiasi impedenza può allora essere derivata fra i punti A e massa e B e massa, senza che per tale fatto venga comunque alterato il comportamento del circuito.

Poichè si è già dimostrato che la potenza dissipata in tali condizioni in un'impedenza $Z$ è un terzo di quella del trasmettitore verranno perduti nel caso del mancato parallelo di due trasmettitori due terzi della potenza dell'ultimo trasmettitore.

Nell'unità combinatrice verranno quindi dissipati due terzi della potenza nominale di un trasmettitore, indipendentemente dal numero di trasmettitori fuori servizio.

Per la messa fuori servizio di uno o di una coppia qualsiasi di trasmettitori, una coppia di amperometri dell'unità combinatrice deve segnare una corrente $I$ per ciascun amperometro tale che $\rho I^2 = P/3$, ove $P$ è la potenza nominale di un trasmettitore.

## APPENDICE 2

In tutta la precedente trattazione si è considerato il caso in cui sia $r > R$ (vedi paragrafo 3). Nel caso in cui sia $r < R$ il circuito della figura 4 diventa quella della figura 15

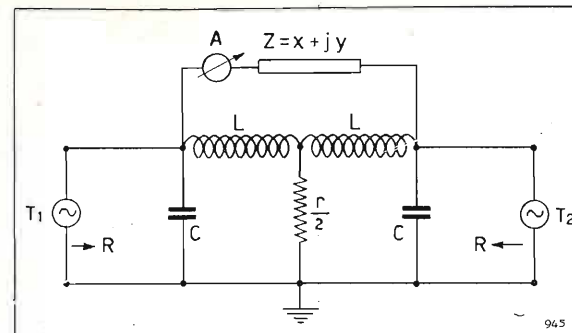
in cui deve essere: $\omega L = \sqrt{r(R - r)}$; $\dfrac{1}{\omega c} = R\sqrt{\dfrac{r}{R - r}}$;



Fig. 15.

ciò affinchè il carico $r/2$ sia trasferito ai morsetti di uscita di ciascun trasmettitore come un carico $R$.

Affinchè la mancanza dal parallelo di un trasmettitore non alteri il funzionamento dell'altro rimasto in servizio è necessario che sia

$$x = 2\,(R - r)\ ; \quad y = -2\sqrt{r\,(R - r)}\,.$$

Anche in tale caso la potenza nell'alimentatore d'aereo per la mancanza dal parallelo di un trasmettitore si riduce a 1/4 della nominale: il trasmettitore rimasto in servizio fornisce metà della sua potenza al resistore $x$ e l'altra metà all'alimentatore $r/2$. Sullo schema qui tracciato per il caso in cui $r < R$ si possono svolgere analoghe considerazioni per il parallelo di tre trasmettitori.

## APPENDICE 3

In un impianto non sorvegliato da 2 kW montato in opera si sono effettuate le seguenti misure:

*a*) i tre trasmettitori forniscono singolarmente una potenza di 720 W con una tensione di 450 volt e una corrente di 1,6 A, con scarti di tensione non apprezzabili fra un trasmettitore e l'altro, con scarti di corrente non superiori all'1,25%, fra un trasmettitore e l'altro e con scarti non superiori al 4% sui valori teorici calcolati;

*b*) la tensione all'uscita dell'unità combinatrice (carico di 300 ohm) è stata misurata in 750 V con uno scarto sulla teorica ($450\sqrt{3} = 779$ V) non maggiore del 4%; la corrente all'uscita dell'unità combinatrice è stata misurata in 2,8 A, con scarto non apprezzabile sul teorico ($1{,}6\sqrt{3} = 2{,}77$ A);

*c*) corrente e tensioni sull'alimentatore d'aereo, di impedenza caratteristica di 60 ohm sono state misurate nei valori di:

360 V e 6 A con 3 trasmettitori in funzione
240 V   4 A con 2   »   »
120 V   2 A con 1   »   »

perfettamente rispondenti alle teoriche;

*d*) i campi relativi misurati sono risultati essere nelle proporzioni di

0,74 : 1,4 : 2,1,

e cioè praticamente come

1 : 2 : 3;

*e*) la tensione residua ai morsetti dei trasmettitori fuori servizio risultò sempre compresa fra i valori di 4 e 6 volt (su 450 V), per tutte e sei le possibili combinazioni di mancato parallelo;

*f*) nel caso di mancato parallelo di uno o due trasmettitori, le tensioni e le correnti erogate da quelli rimasti in servizio non subirono variazioni maggiori dell'1%;

*g*) nessun transitorio si ebbe a constatare nell'istante della mancanza o del ripristino del parallelo.

(186)

# BILANCIA ELETTRONICA DI TENSIONE

Dott. Ing. ROLANDO SALVADORINI
della RAI

*SOMMARIO - Ricordata la necessità della regolazione automatica della tensione di rete nella alimentazione di apparecchiature radiotelevisive, si descrive un tipo di bilancia molto sensibile, che, accoppiata ad un regolatore di tensione, ha dato in esercizio ottimi risultati.*

## 1. Premessa.

Notoriamente la grande maggioranza dei circuiti televisivi: amplificatori video, multivibratori, generatori di forme d'onda non sinusoidali in genere ecc., hanno bisogno di essere alimentati con una tensione anodica perfettamente stabilizzata. Per questo motivo la quasi totalità delle apparecchiature televisive sono alimentate da alimentatori stabilizzati elettronicamente, i quali, dopo la rettificazione e filtraggio, hanno, in serie al carico, un tubo elettronico la cui caduta interna viene regolata, al variare dell'assorbimento del carico e della tensione di rete, in modo da mantenere costante la tensione ai capi del carico.

Questa stabilizzazione è valida in un certo campo di variazione della tensione di rete, oltre il quale la stabilizzazione non è più efficiente. Occorre quindi contenere le variazioni della tensione di rete entro tale campo. In figura 1 è riportato l'andamento della tensione anodica di un alimentatore stabilizzato al variare della tensione di rete.

I filamenti dei tubi elettronici vengono generalmente alimentati in corrente alternata non stabilizzata. In figura 2 è riportata la corrente emessa dai catodi di due tipi di tubi di uso comune, in funzione della tensione dei filamenti riscaldatori. È da notare che per uno stesso tipo di tubo l'andamento è assai diverso da tubo a tubo. Mediamente è da ritenere che per una variazione del 10% della tensione dei filamenti la corrente catodica del tubo vari almeno di altrettanto. Se si pensa che in televisione i tubi inseriti in cascata in una stessa catena di trasmissione possono essere centinaia si ha un'idea dell'importanza delle variazioni della tensione di rete.

È da aggiungere che, nel caso dei trasmettitori, gli alimentatori stabilizzati elettronicamente non sono usati a causa della grande potenza in gioco e pertanto si rende indispensabile una regolazione automatica della tensione di rete le cui variazioni, specialmente in questo caso, sono molto forti a causa delle lunghe linee di alimentazione dovute all'ubicazione, in genere montana, dei trasmettitori.

Stabilita la necessità della regolazione automatica della tensione di rete vediamo quali sono i mezzi per ottenerla. Questi sono essenzialmente due: regolatori a ferro saturo e regolatori a induzione comandati da una bilancia di tensione.

I regolatori a ferro saturo hanno il vantaggio di intervenire anche per variazioni molto rapide della tensione di rete, però sono ingombranti, pesanti, troppo costosi e assolutamente inadatti per potenze notevoli come quelle assorbite negli studi di televisione o dai trasmettitori.

I regolatori ad induzione hanno lo svantaggio di non intervenire per variazioni molto rapide della tensione di rete, perchè comprendono organi meccanici in moto, ma sono adatti per potenze comunque grandi, non ingombranti e hanno un costo non eccessivo. Essi consistono di un trasformatore costruito a forma di motore ad induzione; il rotore funziona da primario ed induce una tensione negli avvolgimenti statorici secondari (fig. 3*a*). Questi sono posti in serie sulla linea e la f. e. m. indotta nel secondario si somma vettorialmente alla tensione di rete. Ruotando il rotore varia la fase della f. e. m. indotta. In figura 3*b* è riportato il diagramma vettoriale. La potenza del regolatore è una piccola percentuale della potenza passante per cui le sue dimensioni non risultano eccessive. Il rotore può essere fatto ruotare per mezzo di un piccolo motorino con sistema a vite senza fine. Questa assicura la irreversibilità necessaria per evitare la rotazione del rotore per effetto delle forse elettromagnetiche.

## 2. Descrizione circuito.

La bilancia di tensione serve a comandare il motorino del regolatore in modo da compensare la sopravvenuta variazione della tensione di rete.

Il circuito è riportato in figura 4. Due relè Re3, Re4 provocano la chiusura di un circuito che, esternamente alla bilancia, comanda un teleinvertitore. Il motorino ruota in un senso o nell'altro a seconda del circuito chiuso dai relè. A causa della debole corrente dei tubi elettrici usati, i due relè sono comandati da altri due relè più sensibili Re1 ed Re2 i quali sono inseriti sui circuiti anodici di due multivibratori bistabili. Essi sono identici e sono formati ciascuno da un doppio triodo V3 e V4.

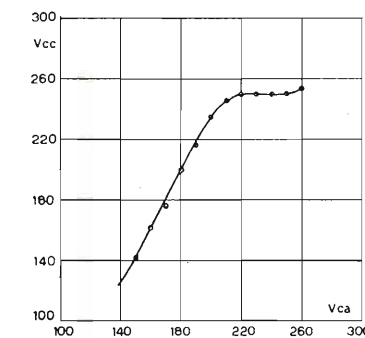



Fig. 1. — Andamento della tensione continua di uscita in funzione della tensione alternata di alimentazione in un alimentatore stabilizzato elettronicamente.

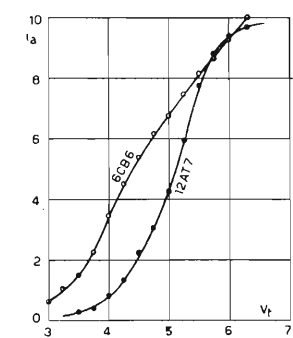



Fig. 2. — Corrente anodica di due tubi elettronici in funzione della tensione dei filamenti.

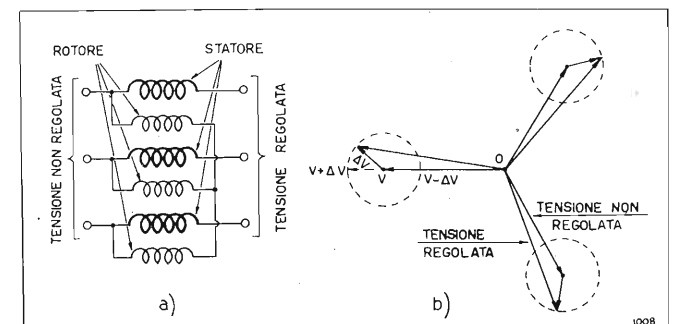



Fig. 3. — Diagramma vettoriale e schema di un regolatore trifase ad induzione.

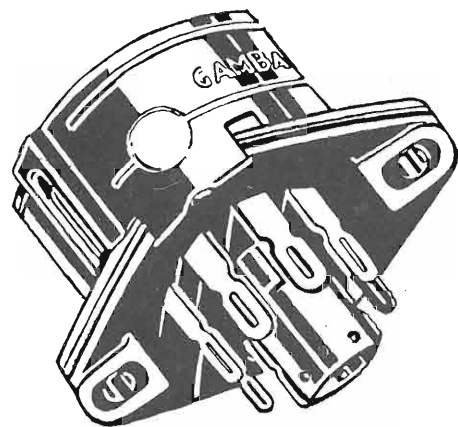
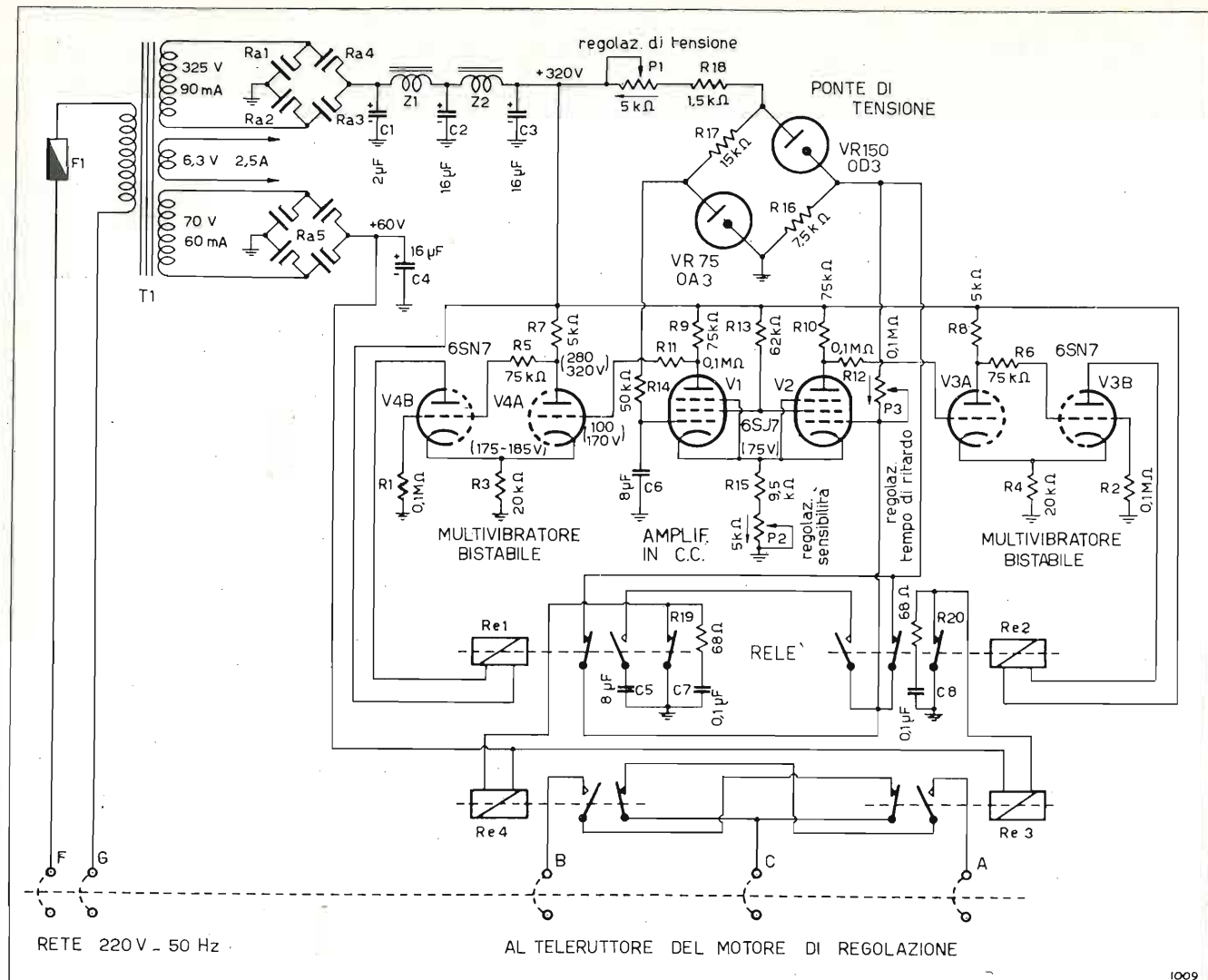



Fig. 4. — Circuito della bilancia di tensione

Consideriamone uno di essi. In posizione di riposo la sezione A del triodo è interdetta e conduce la sezione B. Pertanto in posizione di riposo i due relè Re 1 ed Re 2 sono percorsi da corrente e le rispettive ancorette sono attratte. Quando il potenziale della griglia della sezione A aumenta, il triodo relativo principia a condurre producendo una caduta di tensione sul carico anodico con conseguente abbassamento del potenziale di griglia della sezione B. La diminuzione di corrente che ne consegue in questa sezione, produce un abbassamento del potenziale dei catodi e quindi una maggiore conduzione della sezione A. Questa a sua volta abbassa maggiormente il potenziale di griglia della sezione B e il processo è rigenerativo finchè la sezione A rimane in piena conduzione, la sezione B interdetta ed il relè diseccitato. Ogni ulteriore aumento del potenziale della griglia della sezione A, aumenta la conduzione del triodo relativo senza avere alcun effetto sul relè.

Diminuendo il potenziale di griglia della sezione A si ha il processo inverso. Cioè la diminuzione di conduzione della sezione A produce un aumento del potenziale di griglia della sezione B finchè questa rimane in piena conduzione con conseguente attrazione del relè mentre la sezione A rimane interdetta.

In sostanza si ha un potenziale di griglia della sezione A, che chiameremo potenziale di commutazione, al disopra del quale il relè rimane diseccitato.

Questa posizione del relè coincide con la chiusura del circuito che andrà, estremamente alla bilancia, al motorino di comando del regolatore di tensione.

Le variazioni di tensione di rete sono riportate sulle griglie dei multivibratori nel modo seguente: la tensione regolata rettificata viene applicata ad un ponte di tensione formato da tubi a gas e da resistenze. Com'è noto il tubo a gas mantiene costante la tensione applicata a suoi elettrodi anche se viene fatta variare la corrente che lo attraversa, per cui la VR75 manterrà una tensione di 75 volt alla griglia comando del pentodo V1. L'altro ramo del ponte invece riporta, tramite il tubo a gas VR150, le variazioni della tensione continua di alimentazione e quindi della rete, sulla griglia comando del pentodo V2.

In posizione di riposo le due griglie comando dei due pentodi si trovano allo stesso potenziale di 75 volt rispetto massa. Di conseguenza nei due pentodi circolano due correnti uguali, le quali producono cadute di tensione nelle resistenze di carico tali da mantenere le griglie dei multivibratori (connesse alle placche dei pentodi) a potenziali così bassi da interdire i triodi relativi.

Se avviene un abbassamento della tensione di rete si produce un abbassamento del potenziale della griglia di comando del pentodo V2 con conseguente conduzione del triodo V3A. Il triodo V4A rimane viceversa a maggior ragione interdetto per l'aumentata conduzione del pentodo V1.



Se avviene un aumento della tensione di rete, il pentodo V2 aumenta la propria conduzione abbassando maggiormente la griglia del triodo V3A, che essendo già interdetto non produce alcun effetto. Però l'aumento del potenziale della griglia comando di V2, produce un aumento del potenziale dei catodi con conseguente diminuzione di conduzione del pentodo V1. Questo produce un aumento del suo potenziale di placca e quindi porta in conduzione il triodo V4A.

## 3. Regolazioni.

La regolazione della sensibilità avviene variando i potenziali a riposo delle griglie delle sezioni A dei multivibratori. Questo è ottenuto variando la corrente a riposo nei due pentodi V1 e V2. In riposo le griglie di V1 e V2 rimangono a potenziale costante (75 volt); diminuendo la resistenza catodica i tubi erogano una maggiore corrente poichè una diminuzione di potenziale sui catodi produce una maggiore conduzione. La maggiore corrente nei tubi V1 e V2 abbassa i potenziali di griglia delle sezioni A dei multivibratori allontanandole maggiormente dal potenziale di commutazione. Occorre pertanto una più grande variazione della tensione di rete per portare in conduzione una delle due sezioni A. Viceversa aumentando la resistenza catodica di V1 e V2, si diminuiscono le correnti a riposo di questi tubi; aumentano perciò i potenziali a riposo delle griglie delle sezioni A che si avvicinano così al potenziale di commutazione.

In queste condizioni basta un minimo sbalzo della tensione di rete per produrre il distacco di uno dei due relè. La bilancia può assumere così una estrema sensibilità. Al limite, aumentando troppo la resistenza catodica dei tubi V1 e V2, si possono raggiungere e superare i potenziali di commutazione per entrambi i multivibratori contemporaneamente, il che produce il distacco di entrambi i relè; viene così a mancare la regolazione (se non vi fosse un blocco elettrico sui relè di comando si produrrebbe un cortocircuito fra le fasi della tensione alternata di comando del motore).

Il regolatore di tensione, essendo ad azione meccanica, non può compensare le continue e rapide variazioni della tensione di rete. Questo compito è devoluto ai regolatori a ferro saturo e agli alimentatori stabilizzati delle singole apparecchiature alimentate. È inutile quindi far agire la bilancia per variazioni molto rapide della rete cioè quando il tempo di regolazione è superiore alla durata del transitorio di rete. Si avrebbe in questa condizione una continua pendolazione della bilancia. Per evitare questo fenomeno nel circuito di griglia del tubo V2 è inserito un gruppo composto dalla resistenza variabile $P_3$ in serie e dal condensatore derivato fra griglia e massa $C_5$. La costante di tempo $P_3\, C_5$ è regolata in modo che la bilancia intervenga solo quando la perturbazione di rete permane per un tempo dell'ordine del secondo. Il gruppo $P_3 C_5$ viene però automaticamente disinserito (resistenza cortocircuitata, condensatore sconnesso) mediante due contatti per ogni relè. Questo per evitare che a causa del ritardo la bilancia sorpassi la tensione prefissata (sovraregolazione) con conseguenti pendolazioni.

Una terza regolazione è il valore della tensione regolata che può essere variata da 180 a 240 volt mediante resistenza variabile in serie al ponte di tensione.

## 4. Inserzione della bilancia.

La bilancia deve essere connessa ovviamente alle sbarre della rete regolata.

A seconda che conducono le sezioni A o le B dei multivibratori la corrente assorbita è lievemente diversa. Questa differenza può produrre una diversa caduta di tensione nella resistenza interna del raddrizzatore e filtro alterando la tensione sulla griglia di V2 con conseguente instabilità della bilancia. Il circuito di alimentazione deve perciò presentare bassa impedenza interna. Per lo stesso motivo il motorino del regolatore non deve essere inserito sulla stessa linea, in genere di piccola sezione, che alimenta la bilancia, bensì sulle sbarre principali in modo che la sua corrente di spunto non produca una caduta di tensione tale da rendere la bilancia instabile.

In figura 5 è riportato il diagramma registrato della tensione regolata per due diversi tempi di ritardo e con sensibilità massima. Le freccie indicano gli istanti in cui la bilancia interviene. Come si vede essi sono più frequenti quando il tempo di ritardo è piccolo.

La sensibilità massima supera, come si legge sul diagramma, il ± 0,5%, ma in genere, in esercizio tale sensibilità risulta eccessiva, anche perchè il continuo intervento è fonte di logorio specialmente del motorino e dei teleruttori. Comunque la sensibilità può essere variata a piacere per mezzo della resistenza variabile sul circuito catodico dei pentodi.

La figura 6 riproduce due fotografie della apparecchiatura. (193)

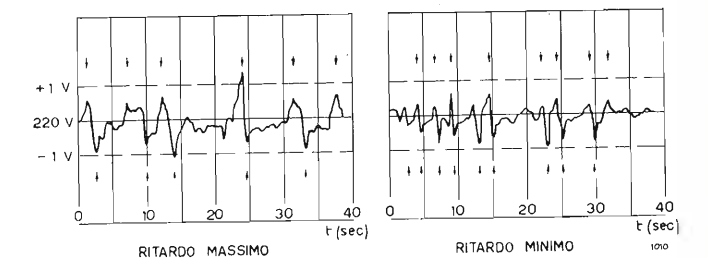



Fig. 5. — Andamento registrato della tensione regolata. Le freccie indicano gli interventi della bilancia.

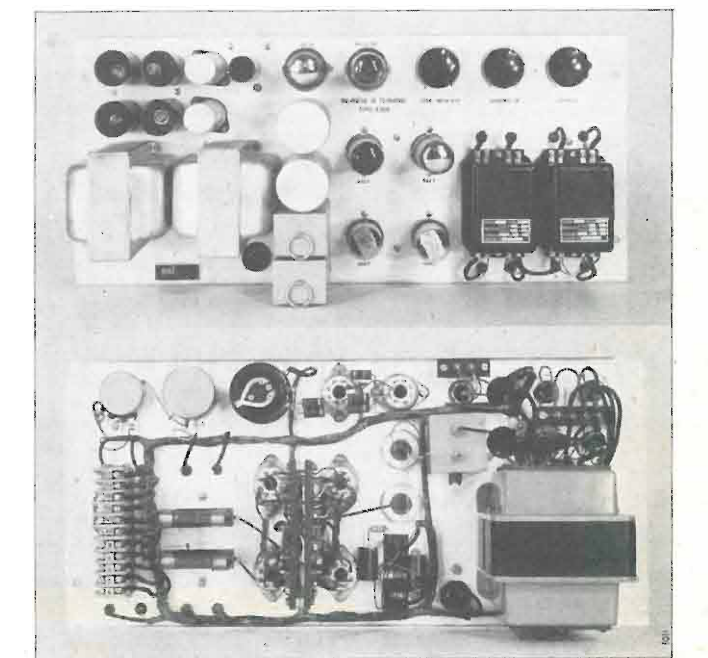



Fig. 6. — Fotografie dell'apparecchiatura.

# LIBRI E PUBBLICAZIONI

MANNINO - PATANÈ GAETANO: **L'operatore cinematografico.**

Un volume di XVI+496, pagine formato cm 12,5×cm 19, con 393 figure. U. Hoepli - Milano 1954 - Prezzo L. 1500.

La presente quarta edizione di questo manuale, già ormai noto ai tecnici del ramo, comprende, nelle prime cinque parti una serie di notizie di carattere generale adatte a fornire all'operatore cinematografico una conoscenza, sia pure sommaria, dei principi di funzionamento dei dispositivi e delle apparecchiature installati ed usati in un cinematografo. In queste parti vengono successivamente esposte nozioni di elettrotecnica, ottica e acustica; vengono descritti il funzionamento dei tubi elettronici e degli amplificatori, sono illustrati i vari tipi di colonne sonore e di altoparlanti elettrodinamici.

La sesta parte è dedicata alla cabina cinematografica, alla sua ubicazione, installazione, esercizio; infine la settima parte, aggiunta a questa edizione, considera i nuovi sistemi di proiezione tridimensionale, quelli su grande schermo e la riproduzione stereofonica.

Chiude il volume, corredato di accurati indici, una ottava parte comprendente notizie varie, prescrizioni, guasti e riparazioni relative, ecc.

G. D.

**Energia nucleare.**

Rivista bimestrale a cura del CISE, Milano - Un numero L. 300. Abbonamento annuo L. 1500.

È uscito il primo numero del secondo volume di *Energia Nucleare*, pubblicazione edita a cura del CISE (Centro Informazioni Studi Esperienze) fondato nel 1946 con lo scopo di studiare e realizzare applicazioni pratiche dell'energia nucleare.

Il primo volume di *Energia Nucleare* raccoglie i fascicoli usciti, saltuariamente, tra il novembre del 1951 e il maggio del 1954 e compilati da ricercatori del CISE, con lo scopo di tenere aggiornato il pubblico italiano su argomenti non solo tecnici e scientifici, ma anche politici, economici o di varia natura, attinenti all'utilizzazione dell'energia atomica, prevalentemente nel campo civile.

Ora questa pubblicazione (completamente rifatta e migliorata dal punto di vista formale) uscirà regolarmente ogni due mesi. Essa conterrà articoli e notizie di carattere informativo, scritti in forma quanto più possibile piana: in essa compariranno inoltre anche articoli di carattere più propriamente scientifico che illustrino studi eseguiti nei Laboratori CISE, o che siano dei veri e propri contributi originali.

G. D.

Pubblichiamo un elenco dei principali articoli contenuti nel numero di novembre della rivista **Civiltà delle Macchine;**

*Planning e design* di G. C. Argan; *Quadernetto americano* di Leonardo Sinisgalli; *La malattia dei Comet* di Francesco Pannaria; *L'irrigazione nel Mezzogiorno* di Francesco Curato; *Tre fiumi incatenati* di Michele Parrella; *Una risposta sulla Riforma Fondiaria* di N. Mazzocchi Alemanni; *Mallarmé pubblicista* di Renato Mucci; *Il punto sulla macchina utensile* di F. Voltolini e U. Ghirardi; *Generazioni di trattori* di Luigi Berti; *Il Congresso delle Case popolari* di Giuseppe Passalacqua; *Disinfestazione sottovuoto* di Elvio Consolani; *Inventori senza corona* di Renato Giani; *Majorana contro Einstein; Note degli scolari di Nasino; Ambienti della « Cristoforo Colombo »*.

Il numero di 84 pagine, di cui sedici a colori, contiene tavole interne in nero e a colori dei pittori Tamburi, Omiccioli, Cugurra, Fasola, Guarino, Cantatore e degli alunni della scuola elementare di Nasino (Savona).

BRAMS' P. H.: **„ Vade Mecum " dei tubi per televisione (e tubi speciali).**

Un volume di VIII+244 pagine, formato cm 20,5×cm 29. Ed. P. H. Brams - Anversa, 1954.

Questo volume, chiamato XI edizione, assieme ai volumi che costituiscono la IX e la X edizione, completa la serie che classifica e fornisce le caratteristiche principali di quasi tutti i tubi elettronici costruiti in ogni parte del mondo. Mentre i volumi IX e X sono dedicati ai tubi per radio, questo XI volume riguarda i tubi per televisione e i tubi speciali.

Esso è basato su una classificazione riportata all'inizio del volume in otto lingue e su una serie di abbreviazioni contenute in un cartoncino segnalibro; spesso quest'ultime abbreviazioni sono evidenti. Usando la classificazione e le abbreviazioni suddette, in una serie di tabelle sono successivamente elencati, secondo l'ordine della sigla che li caratterizza, i vari tubi di una stessa categoria; sono poi indicati, la fabbrica, le dimensioni, le caratteristiche ecc. mentre lo zoccolo è contrassegnato con un numero a cui corrisponde il relativo schema dei collegamenti. Tutti gli schemi dei collegamenti sono raccolti alla fine del volume in una serie di tavole.

Quanto sopra chiarisce gli scopi e l'utilità del volume che si presta per una rapida consultazione dei tipi di tubi disponibili e per il loro confronto.

G. D.

# ERI libri d'arte della edizioni radio italiana

*Bernard Berenson*

## DISEGNI DI MAESTRI FIORENTINI DEL RINASCIMENTO IN FIRENZE

Ricca raccolta di disegni dovuti ai più grandi pittori italiani del Quattrocento e Cinquecento: Paolo Uccello, Benozzo Gozzoli, Verrocchio, Botticelli, Filippino Lippi, Ghirlandaio, Luca Signorelli, Leonardo, Michelangelo, Andrea del Sarto, Pontormo, Bronzino ed altri. Bernard Berenson ha redatto la relativa nota introduttiva e le schede critiche che accompagnano le riproduzioni, recandovi il frutto della sua dottrina e sensibilità.

**Edizione numerata con 53 illustrazioni in fac-simile** **L. 9000**

*A. Hyatt Mayor - Mercedes Viale - Andrea Della Corte - A. G. Bragaglia*

## TEMPI E ASPETTI DELLA SCENOGRAFIA

Gli autori si soffermano sulla evoluzione della scenografia dal Seicento al Novecento, mettendone acutamente in rilievo le caratteristiche più salienti. Il volume è suddiviso in quattro capitoli, nei quali vengono presentate le opere di maggior rilievo di una ricchissima schiera di scenografi, architetti e pittori (da Ferdinando Bibiena e Filippo Juvarra a Felice Casorati e Giorgio De Chirico), che hanno variamente contribuito a raffigurare nel tempo, modi, gusti e sensibilità delle rappresentazioni sceniche.

**Edizione numerata con 6 illustrazioni in quadricromia e 103 in bianco e nero** **L. 8000**

DIRETTORI: EDOARDO CRISTOFARO - VITTORIO MALINVERNI (RESPONSABILE) — SPEDIZIONI IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO — ILTE - TORINO